UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2008 Thèse N° 10-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

François-Xavier ESTAGERIE

le 29 Mai 2008

Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance pour les applications Radars

Thèse dirigée par Sébastien MONS et Raymond QUÉRÉ

JURY :

M. Thierry MONEDIÈRE	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Président
M. Juan-Mari COLLANTES	Professeur à l'Université de Bilbao	Rapporteur
M. Serge TOUTAIN	Professeur à l'Université de Nantes - IREENA	Rapporteur
M. Daniel CABAN-CHASTAS	Ingénieur Thalès Systèmes Aéroportés, Élancourt	Examinateur
M. Patrice LE HELLEYE	Ingénieur DGA/CELAR, Rennes	Examinateur
M. Sébastien MONS	Chargé de Recherche CNRS - XLIM	Examinateur
M. Raymond QUÉRÉ	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examinateur
M. Tibault REVEYRAND	Ingénieur CNRS - XLIM	Examinateur
M. Laurent CONSTANCIAS	Ingénieur ONERA, Palaiseau	Invité
M. Jean-Marc LESAGE	Ingénieur DGA/CELAR, Rennes	Invité
M. Jean-François VILLEMAZET	Ingénieur Thales Alenia Space, Toulouse	Invité

à Laetitia,
à mes parents,
à Pierre-Jean, Léontine, Bernadette et "Carcassonne",
à tous mes proches.

Remerciements

Ces travaux de thèse ont été effectués à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM. Je remercie Messieurs les Professeurs Pierre Guillon et Dominique Cros de m'avoir permis d'effectuer ces travaux au sein du laboratoire XLIM, ainsi que Monsieur le Professeur Raymond Quéré de m'avoir accueilli dans l'équipe *Circuits Composants Signaux Systèmes* qu'il dirige et pour l'honneur qu'il m'a fait en encadrant mes travaux en tant que directeur de thèse. J'associe à ces remerciements Monsieur Sébastien Mons, chargé de recherche au CNRS, d'avoir pris part également à la réussite de ces travaux.

Que Monsieur Juan-Mari Collantes, Professeur de l'Université du Pays Basque de Bilbao, ainsi que Monsieur Serge Toutain, Professeur de l'Université de Nantes - IREENA, trouvent ici l'expression de ma considération, ainsi que mes remerciements sincères pour avoir accepté de rapporter ce travail.

Je témoigne ma reconnaissance à Messieurs Patrice Le Helleye et Jean-Marc Lesage, ingénieurs au CELAR à Bruz et Monsieur Laurent Constancias, ingénieur ONERA à Palaiseau, de leur présence dans ce jury. Je tiens également à les remercier de leur chaleureux accueil au CELAR au début de ma thèse.

Je remercie Monsieur Daniel Caban-Chastas, ingénieur Thalès Systèmes Aéroportés, pour sa participation à ce jury.

Je remercie également Monsieur Jean-François Villemazet, ingénieur Thalès Alénia Space à Toulouse pour l'honneur qu'il m'a fait en prenant part à ce jury.

Je tiens à adresser ma profonde reconnaissance à Monsieur Tibault Reveyrand, ingénieur CNRS, pour sa participation à ce jury mais aussi pour son implication de tout instant dans ces travaux de thèse et ses nombreux conseils dont il a su me faire bénéficier durant ces années.

Je tiens également à remercier Marie-Claude Lerouge pour sa disponibilité, sa gentillesse et son aide précieuse durant ces trois années.

Je remercie aussi l'ensemble des doctorants et permanents de C2S2 pour la chaleur qui se dégage de cette équipe, merci pour la bonne humeur dans laquelle j'ai pu travailler et qui fait que ces trois années sont d'excellents souvenirs.

J'ai une pensée en particulier pour mes collègues de bureau. Les longues conversations complices avec Audrey, la joie de vivre, l'humour et les fous rires de Zhour, pour tous ce que m'a enseigné Abderrazak, son aide précieuse pour la réussite de mes travaux et tous ces moments d'échanges, son pays dans ses yeux. Je garderai en tête ces moments précieux avec vous.

Je tiens également à remercier non plus Monsieur Sébastien Mons mais Seb, je crois que l'on peut parler de personnage... Alors merci surtout pour cette atmosphère de travail : ADS, Bio-brique, Honda-Civic, Scicos, tong, be-bop, solver DAE, Seb fait du croco...

Que serait un laboratoire de sciences sans un personnage qui hante les couloirs et les bureaux la nuit ? C'est un gentil fantôme que j'ai rencontré le soir venu, un artisan passionné, passionnant, de la RF avec qui j'ai eu de si nombreuses conversations, de la possibilité de programmation objet en langage Scilab jusqu'à l'intérêt des chaussures pour mono-orteil. Merci Tibo.

Je souhaite bonne route aux suivants, les très sages et philosophes Grégoire et Bo, merci pour ces échanges si riches d'enseignements, et les "moins sages" Christophe et David. Bon courage aussi à Hassan et Georges.

Je pense également à la table de tarot ouverte pendant toutes ces années. Merci aux "anciens" : Anthony, Nico, Matthieu, Crash et les "petits jeunes" : Vincent le compère de toujours (qui n'est plus très jeune), Claire, Mimi-épicerie-fine et un grand merci tout particulier pour Hervé.

Une pensée aussi pour Alice et Marylène, qui m'ont vu faire de nombreux pitstops à leur stand.

Merci à Bernard Lenoir.

Je souhaite également remercier mes collègues de Thales Alenia Space pour leur soutien pendant les derniers mois de rédaction : Pat et JB, Valérie, Damien, Michel, Béa, Simon, Sébastien g et Sébastien G, Codro, Juju, Yann, Jean-Luc (si grand beautiful loser), le très conceptuel David-docteur-love, et tous ceux “d’en face” qui soit dit en passant ne crachent pas sur le pinard.

Enfin, une pensée pour celle qui m’a accompagné au fil de cette épreuve, qui m’accompagne au-delà et si bien, une pensée pour Laetitia.

Table des matières

Table des matières 1

Table des figures 5

Liste des tableaux 11

Introduction générale 13

Chapitre 1 : Contexte et problématique liés à la simulation des antennes actives 19

1.1 Introduction 21
1.2 Principes généraux des radars 21
1.2.1 Historique et applications radars 21
1.2.2 Principe de base des RADARs et principales caractéristiques 22
1.2.2.1 Mesure de la distance 22
1.2.2.2 Mesure angulaire 23
1.2.2.3 Mesure de la vitesse de la cible 23
1.2.2.4 Principales caractéristiques d'un radar 25
1.2.3 Éléments constitutifs d'un radar 27
1.2.4 Équation de propagation et équation générale du radar 28
1.2.4.1 Équation de propagation 28
1.2.4.2 Équation générale du radar 30
1.3 Les radars à antennes actives 30
1.3.1 Définitions et intérêts des radars à antennes actives 31
1.3.2 Applications et état de l'art des antennes actives 32
1.3.3 Principe des radars à balayage électronique 34
1.3.3.1 Antennes réseaux 34
1.3.3.2 Le principe du balayage électronique 36
1.3.4 Les antennes actives 38
1.3.4.1 Principe des antennes actives 38
1.3.4.2 Synoptique détaillé des antennes actives 38
1.3.4.3 Alimentation 38
1.3.4.4 Calibration 40
1.3.4.5 Formation du faisceau - pointeur 41
1.3.4.6 Thermique 41
1.3.5 Architecture du module actif d'émission/réception 42
1.3.5.1 Fonction amplificatrice 44
1.3.5.2 Fonction réception 44
1.3.5.3 Multi Fonction Chip (MFC) 45
1.3.5.4 Technologies futures 45
1.3.6 Défauts d'illumination et perturbations 47
1.4 Étude des signaux radars et de leur impact sur le comportement des amplificateurs de puissance 47
1.4.1 Aspects temporels et fréquentiels associés 47
1.4.1.1 Aspect temporel 47
1.4.2 Effets impliqués sur un amplificateur de puissance 51
1.4.2.1 Effets de mémoire hautes fréquences 51

1.4.2.2 Effets de mémoire basses fréquences 55
1.4.2.3 Effets de variation de la charge présentée à l'amplificateur de puissance 58
1.5 Conclusion 60
1.6 Bibliographie 62

Chapitre 2 : Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance 67
2.1 Introduction 69
2.2 Méthodes de simulation des circuits non linéaires 70
2.2.1 Intégration Temporelle 70
2.2.2 Équilibrage Harmonique 71
2.2.3 Transitoire d'Enveloppe 72
2.3 Simulation système et principes de la modélisation comportementale 73
2.3.1 Principes théoriques 73
2.3.2 Simulateurs systèmes 74
2.3.3 Formulation mathématique des systèmes non-linéaires unilatéraux . 75
2.4 Modèles comportementaux unilatéraux "Boites Noires" 76
2.4.1 Modèle sans mémoire 77
2.4.2 Modèles à mémoire linéaire 78
2.4.3 Modèles à mémoire non-linéaire 80
2.5 Modèles comportementaux bilatéraux "Boite Noire" 88
2.5.1 Réseaux de neurones 89
2.5.2 Paramètres S fort-signal 91
2.5.2.1 Principe des paramètres S linéaires 91
2.5.2.2 Principes théoriques des paramètres S fort-signal sans mémoire 92
2.5.2.3 Extraction des paramètres S fort-signal sans mémoire . . . 98
2.5.3 Paramètres S fort-signal à mémoire 100
2.6 Conclusion 102
2.7 Bibliographie 104

Chapitre 3 : Modélisation comportementale bilatérale dans des environnements de simulation circuit et système 109
3.1 PARTIE A - Application du modèle comportemental bilatéral sans mémoire dans un environnement circuit 111
3.1.1 Introduction 111
3.1.2 Présentation de l'amplificateur de test 112
3.1.3 Identification des paramètres S fort-signal 112
3.1.4 Intégration du modèle comportemental dans l'environnement ADS . 115
3.1.5 Processus d'implémentation du modèle comportemental 115
3.1.6 Résultats sur l'amplificateur de test 115
3.1.7 Conclusion 119
3.2 PARTIE B - Principe de la modélisation comportementale topologique . . 120
3.2.1 Introduction 120
3.2.2 Problématique et Objectifs 120

3.2.3 Du circuit au système : l'approche topologique 121
3.2.3.1 Modélisation comportementale topologique 121
3.2.3.2 Aide à la conception 123
3.2.4 Application à un amplificateur de puissance en bande X 124
3.2.4.1 Présentation du cas test 124
3.2.4.2 Simplification du modèle topologique 124
3.2.4.3 Extraction du modèle topologique @ f_0 et implémentation dans un environnement de simulation circuit 132
3.2.5 Résultats 134
3.2.5.1 Tests sur les impédances d'extraction 134
3.2.5.2 Tests à TOS 2 toutes phases 135
3.2.5.3 Tests à TOS $\succ$ 2 136
3.2.5.4 Comparaison des modèles boite noire et topologique . . . 137
3.2.5.5 Réponse du modèle topologique bilatéral dans sa bande de fréquences 138
3.2.5.6 Modèle topologique étendu à la prise en compte de la mémoire HF 139
3.2.6 Perspectives d'évolution du modèle topologique 145
3.2.6.1 Modélisation des cellules actives 145
3.2.6.2 Modélisation des circuits passifs 147
3.2.6.3 Prise en compte de l'effet thermique 148
3.2.6.4 Limitations de l'environnement de simulation 148
3.2.7 Conclusion sur le modèle topologique 148
3.3 PARTIE C - Intégration du modèle boite noire dans un environnement de simulation système 150
3.3.1 Introduction 150
3.3.2 Présentation de l'environnement de simulation système 150
3.3.2.1 Scilab 151
3.3.2.2 Scicos 151
3.3.2.3 Les Solveurs 151
3.3.2.4 Modelica 152
3.3.2.5 Modelica dans l'environnement Scicos 153
3.3.2.6 Principe de simulation de Modelica dans Scicos 154
3.3.3 Implémentation du modèle boîte noire dans Scicos 156
3.3.4 Résultats dans Scicos 157
3.3.4.1 Modélisation de l'amplificateur à f_0 157
3.3.4.2 Modélisation de l'amplificateur dans sa bande passante . . 159
3.3.5 Conclusion 163
3.4 Bibliographie 164

Conclusion Générale 167

Annexes 173
Glossaire 174
Manuel d'utilisation du modèle comportemental bilatéral boite noire 177
Publications et communications relatives à ce travail 185

Table des figures

1.1 Schéma de principe d'un système radar 23
1.2 Schéma de principe de la mesure angulaire 23
1.3 Illustration de la mesure de la vitesse d'une cible 24
1.4 Pouvoir discriminateur en distance d'un radar 26
1.5 Synotique simplifié d'une chaine radar 27
1.6 Radar multi-fonctions : systèmes indépendants de recherche, de poursuite et de communications de données 32
1.7 Avion de chasse (F-15C modifié), équipé d'une antenne active logée dans son radome 33
1.8 Principe d'un réseau d'antennes 35
1.9 Antenne à balayage électronique passive 36
1.10 Principe du balayage électronique 37
1.11 Antenne à balayage électronique active 38
1.12 Synoptique d'une antenne active 39
1.13 Schéma de principe d'une antenne active et photo d'AMSAR 39
1.14 Schéma fonctionnel du système de pointage 42
1.15 Synoptique d'un module actif d'émission/réception 43
1.16 Photographie d'un module actif d'émission / réception 43
1.17 Synoptique d'une MFC de seconde génération 45
1.18 Allure temporelle d'enveloppe de rafales d'impulsions 48
1.19 Allure temporelle d'une impulsion 48
1.20 Allure temporelle en BDB d'un signal chirp de bande passante 5 MHz . . . 50
1.21 Origine des différents effets non-linéaires de mémoire dans un amplificateur 52
1.22 Paramètres S_{11}(dB) et S_{21} (dB) d'un transistor HBT 53
1.23 Simulation CW du gain et conversion de phase d'un amplificateur paramétré en fréquence (f_{min}=1.95 GHz ($\circ$), f_{max}=2.25 GHz ($\times$) et f_0=2.1 GHz (Δ)) 53
1.24 Impulsions en entrée et sortie de l'amplificateur *(effet thermique coupé)* . . 54
1.25 Réseau thermique classique d'évaluation de la température (1 cellule) . . . 56
1.26 Évolution de la température moyenne du transistor soumis à une impulsion 56
1.27 Impact du courant et de la tension au collecteur du transistor sur la puissance de sortie de l'amplificateur 57
1.28 Interaction transistor - circuit de polarisation 58
1.29 Éléments constitutifs de la charge d'un amplificateur de puissance au sein d'un TRM 58
1.30 Puissance de sortie en fonction de la puissance injectée pour plusieurs impédances de charge [50 Ω, TOS 2 ($\diamond$), TOS 3 (Δ)] 59
1.31 Variation du gain et de la phase de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée (dBm) pour plusieurs impédances de charge 60
2.1 Schéma de principe de l'HB 71
2.2 Schéma de principe du TE 72
2.3 Principe de la modélisation comportementale 74
2.4 Connexions entre blocs dans un environnement data-flow 75
2.5 Relation d'ondes aux accès d'un quadripôle non-linéaire 76
2.6 (A) Schéma de principe d'un amplificateur adapté (B) modèle unilatéral associé 77
2.7 Caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un amplificateur de puissance . . . 78

2.8 Schéma de principe du modèle à topologie localisée : Hammerstein-Wiener 79
2.9 Topologie du modèle de la série de Volterra classique 84
2.10 Topologie du modèle de Volterra à noyaux dynamiques 86
2.11 Principe d'identification du noyau statique 87
2.12 Principe d'identification des noyaux dynamiques 87
2.13 Illustration des courants/tensions aux accès d'un amplificateur 89
2.14 Paramètres S d'un quadripôle linéaire 92
2.15 Quadripole non linéaire soumis à un signal multi-tons (k représente l'ordre de l'harmonique) 94
2.16 Illustration du principe de superposition 94
2.17 Principe des paramètres S non linéaires 95
2.18 Illustration de la condition de non forte désadaptation 96
2.19 Introduction d'un déphasage libre 97
2.20 Principe de l'extraction des paramètres S fort-signal 100
2.21 Synoptique d'un banc de caractérisation load-pull 100
2.22 Extraction expérimentale du modèle PHD à l'aide du LSNA 101
3.1 Template d'extraction des paramètres S fort-signal 113
3.2 Paramètres S fort-signal de l'amplificateur 114
3.3 Implémentation du modèle comportemental sous ADS 116
3.4 Processus d'identification et d'implémentation du modèle comportemental 117
3.5 Comparaison sur le gain en puissance (dB) et en phase (°) du circuit (Z1 ×, Z2 Δ, Z3 o) et du modèle (lignes pleines) pour les impédances d'identification 118
3.6 Impédances de test (TOS 2) 118
3.7 Comparaison du circuit (Δ) (∇) (○) (+) et du modèle (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2 118
3.8 Comparaison du circuit (▷) (×) (◇) (◁) et du modèle (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2 119
3.9 Structure du modèle topologique 123
3.10 Illustration du principe d'aide à la conception 124
3.11 Schéma de conception de l'amplificateur de puissance (COUNTACH) . . . 125
3.12 Simplification de la structure du modèle topologique 125
3.13 Circuit d'adaptation d'entrée 126
3.14 Comparaison des paramètres S de transmission du circuit d'adaptation d'entrée en module (dB) et phase (°) 126
3.15 Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation d'entrée en module (dB) et phase (°) 127
3.16 Circuit d'adaptation inter-étage 127
3.17 Comparaison des paramètres S de transmission (1) du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°) 128
3.18 Comparaison des paramètres S de transmission (2) du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°) 128
3.19 Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°) 129
3.20 Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°) 129
3.21 Circuit d'adaptation de sortie 130

3.22 Comparaison des paramètres S de transmission du circuit d'adaptation de sortie en module (dB) et phase (°) 130
3.23 Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation de sortie en module (dB) et phase (°) 130
3.24 Structure du modèle topologique dans ADS 131
3.25 Design de l'amplificateur et impédances de charge qui lui sont présentées . 132
3.26 Impédances utilisées pour l'extraction des paramètres S fort-signal 133
3.27 Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage de puissance en module (dB) et phase (°) 133
3.28 Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage driver en module (dB) et phase (°) 134
3.29 Comparaison de la simulation circuit (Z1 ×, Z2 Δ, Z3 o) et du modèle topologique (lignes pleines) pour ses impédances d'identification 134
3.30 Impédances de test (TOS 2) 135
3.31 Comparaison de la simulation circuit (Δ) (∇) (○) (+) et du modèle topologique (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2 136
3.32 Comparaison de la simulation circuit (▷) (×) (◇) (◁) et du modèle topologique (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2 136
3.33 Évaluation du modèle topologique - erreur en gain (dB) 137
3.34 Impédances testées pour la comparaison circuit / modèle topologique / modèle boite-noire 137
3.35 Comparaison de la simulation circuit (Δ) (○) (∇), modèle topologique (ligne pleine) et modèle boite noire (ligne pointillé) 138
3.36 Comparaison de la simulation circuit (-⊖-) et du modèle topologique (lignes pleines) sur une bande de 100 MHz 138
3.37 Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage driver en fonction de la fréquence (petit signal) en module et phase (°) 139
3.38 Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage de puissance en fonction de la fréquence (petit signal) en module et phase (°) 140
3.39 Procédure d'extraction du modèle des paramètres S fort-signal pondérés en fréquence 142
3.40 Coefficients de pondération $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$: partie réelle (×) et partie imaginaire (Δ) 143
3.41 Impédances de test 144
3.42 Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (○) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur 50 Ω 144
3.43 Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (∇) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur (40+j.30) Ω 144
3.44 Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (Δ) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur 25 Ω 145
3.45 Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (◇) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur (40-j.30) Ω 145
3.46 Code Modelica d'une capacité 153
3.47 Palette "Electrical" définie dans Scicos 153
3.48 Circuit RLC construit dans Scicos à partir avec de blocs explicites 154
3.49 Circuit RLC construit dans Scicos à partir de blocs implicites 154
3.50 Simulation d'un circuit RLC (simulation physique) dans l'environnement Scicos 155

3.51 Organigramme de simulation contenant des blocs explicites et implicites . . 155
3.52 Principe du bloc implicite “HPA” 157
3.53 Diagramme de simulation d'un amplificateur dans l'environnement Scicos . 157
3.54 Impédances de test (TOS 2) 158
3.55 Comparaison module (V) et phase (°) du circuit (∇, $\circ$, Δ, $\diamond$) et du modèle (lignes pleines) pour une excitation en petit signal 158
3.56 Comparaison module (V) et phase (°) du circuit (∇, $\circ$, Δ, $\diamond$) et du modèle (lignes pleines) pour une excitation à la compression 159
3.57 Mise en évidence de l'effet de mémoire BF dans l'amplificateur. Circuit ($\diamond$) / modèle (lignes pleines) 159
3.58 Parties réelles des paramètres S fort-signal pour différents $|\tilde{a}_1|$. Fichier extrait ($\circ$) et interpolation (lignes pleines). 161
3.59 Comparaison module (V) et phase (°) du circuit ($\diamond$, Δ, $\circ$, $\triangleright$, ∇) et du modèle (lignes pleines) pour différentes fréquences appartenant à la bande passante de l'amplificateur 162
3.60 Template ADS : Extraction des paramètres S fort-signal 178
3.61 Template ADS : Enregistrement des courants/tensions aux bornes de l'amplificateur 178
3.62 Template ADS : Modèle Boite Noire bilatéral 179
3.63 (A) Principe de simulation d'amplificateur. (B) Équivalent de cette simulation dans Scicos 182
3.64 Principe du bloc Scicos “HPA” 183
3.65 Principe du bloc Scicos “HPA” 184

Liste des tableaux

1.1 Applications radars et bandes de fréquences associée 22
1.2 Principaux programmes des antennes actives 34
1.3 Etat de l'art des performances des SSPAs pour des applications Radars . . 43
2.1 Synthèse des modèles comportementaux unilatéraux d'amplificateur de puissance à mémoire linéaire 80
2.2 Synthèse des modèles comportementaux unilatéraux à mémoire non linéaire 82
2.3 Synthèse des modèles comportementaux d'amplificateur de puissance . . . 103
3.1 Différentes fréquences testées sur une impédance de TOS 2 162

Introduction générale

Aujourd'hui démocratisés, les RADARs ont vu le jour dans les années 1930 et ont été nettement améliorés à l'occasion de la seconde guerre mondiale. Leur utilisation actuelle couvre aussi bien le domaine civil : radar météorologique, système anti-collision, que militaire : radar de veille, de poursuite, de détection de mines. Parmi ces applications, certaines, militaires, concernent la détection ou la surveillance ; elles permettent de localiser des cibles en éclairant l'espace d'un faisceau électromagnétique. Les contraintes militaires ne cessant de croître, avec des cibles de plus en plus nombreuses et furtives, baignant dans un environnement de plus en plus brouillé, ces systèmes exigent par conséquent une technologie toujours plus pointue. La solution la plus adaptée fait appel aux radars à balayage électronique - AESA - particulièrement performants pour la détection de cibles en mouvement de part leur propriété d'agilité autorisant un dépointage quasi-instantané de l'antenne.

La conception de tels radars est basée sur la combinaison d'un grand nombre d'antennes imprimées, de l'ordre de plusieurs centaines à un millier, chacune associée à un module hyperfréquence d'émission/réception (T/R module) actif permettant le contrôle précis du signal en amplitude et phase, aussi bien à l'émission qu'à la réception. La combinaison de toutes ces antennes et le calcul de déphasages particuliers entre les différents éléments rayonnant permettent ainsi au système de balayer un faisceau dans tout l'espace. Les performances d'une architecture active en terme d'agilité, de portée et de précision sont directement conditionnées par la maîtrise du signal au coeur des T/R modules. Par ailleurs, ces derniers étant responsables en grande partie du surcoût par rapport à un concept passif (évalué à un facteur deux) leur conception fait donc l'objet d'une attention particulière.

Le développement des nouvelles générations de radars à balayage électronique repose maintenant sur la concordance des outils CAO de simulation existants, depuis le choix d'un composant constitutif de base jusqu'à la simulation globale de l'architecture complète. Il repose également sur l'intégration de modèles suffisamment fins pour interpréter l'ensemble des caractéristiques globales du radar. A titre d'exemple, le CELAR dispose de plateformes de simulation sous-système (SAFAR) et systèmes (ASTRAD) où la représentation sous forme de blocs reste idéalisée et constitue un verrou majeur dans la compréhension et la conception des chaînes d'émission/réception hyperfréquences.

Parmi les composants RF présents dans les T/R modules, l'amplificateur de puissance représente un des éléments les plus sensibles de part sa position : situé en amont de l'élément rayonnant et en aval des fonctions de contrôle en amplitude et phase, les dérives qu'il génère ne peuvent être corrigées et se répercutent directement sur les caractéristiques globales du radar. Compte tenu des niveaux de puissance exigés à l'émission et de part

la nature même des signaux véhiculés, l'amplificateur de puissance est le siège d'effets thermiques et de mémoire à l'origine de distorsions d'enveloppe, notamment par la génération de modulations lentes qui affectent les performances globales du radar. Enfin, l'interaction directe avec l'élément rayonnant est un problème supplémentaire majeur puisque l'amplificateur de puissance subit de plein fouet une désadaptation importante de sa charge de sortie jusqu'à un niveau de TOS de 2 voire plus, son état ne correspondant alors plus aux conditions d'optimisation réalisées lors de sa conception.

De ce fait, il devient nécessaire de converger vers des simulations de sous-systèmes "grain fin" qui devront combiner judicieusement les techniques de macro-modélisation et les algorithmes de calcul, pour arriver à un compromis satisfaisant entre les paramètres antagonistes que sont la précision, le temps de calcul et le volume de mémoire. Les progrès importants réalisés dans la macro-modélisation des blocs de base RF ont permis de développer des approches performantes pour la prise en compte des effets de mémoire et récemment sur la prise en compte de la température, comme en témoigne l'importante bibliographie liée à ces modèles, même si leur implémentation dans un environnement de simulation système pose encore des difficultés. Le problème de la désadaptation constitue maintenant un point crucial dans le contexte radar et représente une thématique moins prospectée, hormis par les approches basées sur les réseaux de neurones. La variation de la charge de sortie des amplificateurs de puissance entraîne une dégradation notable des performances qui ne correspondent alors plus à celles spécifiées aux concepteurs de MMIC. Ce constat est à l'origine de ces travaux sur la macro-modélisation des effets de la désadaptation de charge d'amplificateurs de puissance, particulièrement exacerbés dans le contexte radar.

D'une manière plus générale, une approche de macro-modélisation efficace, non pas propre à la prise en compte d'un seul phénomène mais de l'ensemble, permettrait de créer un lien réel entre les niveaux hiérarchiques de simulation circuit et système. Une telle approche pourrait concilier la prédiction de performances "système" avec la compréhension des phénomènes mis en jeu, elle autoriserait une réelle avancée dans la conception et la spécification efficace de circuits aussi critiques que les amplificateurs de puissance. Elle constitue le concept de modélisation topologique initiée dans ces travaux afin d'unifier au sein d'un même modèle les différents effets dégradants reconnus dans le contexte radar - thermique, mémoire et désadaptation.

Le développement de techniques de modélisation comportementale "grain fin" n'a de sens qu'associé à une algorithmique CAO performante, capable de résoudre des problèmes mathématiques de façon efficace ignorés par les simulateurs systèmes actuels, tels que la désadaptation. Les plateformes de simulation système CAO ignorent conventionnellement

ce point, du fait du leur mode de fonctionnement unilatéral où la représentation soit en courant soit en tension ne permet en aucun cas d'introduire la notion d'impédance.

Les travaux engagés sur le développement de tels modèles comportementaux bilatéraux, aptes à prendre en compte la notion de charge, implique également l'utilisation d'un environnement de calcul adapté à cette problématique. Dans nos travaux, le choix s'est porté sur l'outil de calcul Scilab/Scicos développé par l'INRIA. Les développements actuels réalisés par l'apport d'un solveur de systèmes implicites et l'extension de la sémantique de Scicos par l'utilisation du langage HDL Modelica permet la description intégro-différentielle de modèles hétérogènes et implicites. Le développement de plateformes de calcul aptes à prendre en compte des modèles comportementaux évolués est une étape nécessaire pour impacter réellement le choix des composants constitutifs sur la performance globale du système radar. L'intégration de ces modèles au sein d'une simulation système globale devrait permettre une avancée significative dans la compréhension et la conception des futures chaînes d'émission/réception hyperfréquence.

Le premier chapitre de ce mémoire permet de présenter le principe général d'un radar, en particulier le fonctionnement des radars à balayage électronique et des contraintes liées aux T/R modules. Nous appréhenderons ensuite dans ce contexte la problématique de la fonction amplificatrice afin de mettre en évidence les différents phénomènes qui y sont présents. Nous présentons dans le second chapitre une synthèse des différentes techniques de simulation circuit et système ainsi qu'une étude bibliographique des modèles comportementaux, avec une attention particulière pour l'approche basée sur le formalisme des paramètres S fort-signal, introduit par Jan Verspecht. Le chapitre 3 est consacré à l'application de ce formalisme au niveau circuit et transistor, ceci afin d'envisager deux applications de macro-modélisation d'amplificateurs de puissance, les approches “boite noire” et “topologique”, respectivement associées à la prédiction rapide de performances systèmes et à l'aide à la conception circuit vis-à-vis de spécifications systèmes données. L'implémentation dans les environnements de simulation circuit (ADS - Agilent technologies) et système (Scilab/Scicos - Modelica) sera le dernier point de ce chapitre. Enfin nous dresserons un bilan des performances des approches développées ainsi que les axes d'amélioration potentiels.

Chapitre 1 :

Contexte et problématique liés à la simulation des antennes actives

1.1 Introduction

Ce premier chapitre est dédié à la présentation du contexte général de la thèse et permet d'en déterminer les principaux objectifs. Afin d'exposer un certain nombre de notions liées aux radars et de définir un certain nombre de termes, la première partie de ce chapitre décrit le principe fondamental de fonctionnement d'un radar et de ses équations caractéristiques.

Dans la suite, ce premier chapitre se concentre plus précisément sur les radars à balayage électronique actifs ou antennes actives. L'étude de sa structure et de son mode de fonctionnement sera effectuée de manière approfondie ainsi que les types de signaux mis en jeu.

Parmi les éléments constitutifs d'un T/R module, nous nous centrerons sur la fonction amplificatrice d'émission, dont la conception doit être parfaitement maîtrisée puisque placée en aval des fonctions de contrôle amplitude/phase du T/R module et en amont du patch.

Nous verrons dans ce contexte particulier que les principales perturbations induites sur le signal émis sont soit liées au circuit, on parle alors d'effet de mémoire, soit à son environnement, conséquence de la désadaptation de charge.

1.2 Principes généraux des radars

1.2.1 Historique et applications radars

Bien que le RADAR n'ait pas vu le jour soudainement, pour beaucoup, sa première réalisation date de 1935 et résulte des travaux de Sir Waston WATT. Cet ingénieur anglais a proposé un système permettant de localiser précisément un objet (cible) à l'aide de la mesure de la distance entre le radar et cet objet. Mais c'est à l'occasion de la Seconde Guerre Mondiale que l'utilisation des systèmes radars a pris réellement son essor. L'intégration toujours plus nombreuse de composants numériques, les avancées technologiques des composants hyperfréquences et parallèlement le développement des outils de CAO ont permis la constante évolution des radars, notamment les systèmes d'émission/réception et le traitement des données inclus dans un simulateur radar.

A l'heure actuelle, qu'ils soient civils ou militaires, les systèmes radars ont une utilité dans les domaines terrestre, maritime, aéronautique et spatial, leurs champs d'applications sont très diversifiés :

- contrôle aérien, attérissage, trajectographie ;
- mesure de vitesse, altimétrie ;
- anticollision ;

– météorologie ;
– suivi de terrain, surveillance du sol, cartographie ;
– détection de mines ;
– guidage de missiles ;
– fusées de proximité, etc.

La bande d'émission allouée aux systèmes radars permet un recensement en fonction de ses applications puisque la fréquence d'émission est intimement liée à la dimension de la cible à détecter, à la taille de l'antenne mais également à la portée du radar.

Bandes	Fréquences (GHz)	Applications
HF	3-30 MHz	Radars côtiers
VHF	50-330 MHz	Radars longue portée et à pénétration de sol
UHF	0.3-1	Radars très longue portée (détection de missiles balistiques)
L	1-2	Contrôle aérien de longue portée, surveillance aérienne, GPS
S	2-4	Radars de trafic aérien local, navals et radars météorologiques
C	4-8	Compromis entre la bande C et X pour les transpondeurs satellites
X	8-12	Autodirecteurs de missiles, radars de navigation, surveillance au sol
Ku	12-18	Radars de cartographie à haute résolution et altimétrie satellitaire
K	18-27	Radars de météorologie, radars routiers
Ka	27-40	Cartographie courte portée, radars et anti-collision automobile
Q	40-60	Communication militaires
W	60-110	Radars anti-collision automobile

Tab. 1.1 – Applications radars et bandes de fréquences associée

1.2.2 Principe de base des RADARs et principales caractéristiques

[1][2][3]

1.2.2.1 Mesure de la distance

Le premier rôle d'un radar concerne la mesure de la distance radar/cible. Le principe de fonctionnement peut être énoncé de la façon suivante : une antenne émet une onde électromagnétique, généralement modulée en amplitude par des impulsions brèves à intervalles réguliers. Si cette onde rencontre un obstacle, une partie se trouve réfléchie vers l'antenne. Le récepteur qui a capté cet écho mesure alors le décalage temporel entre l'émission et la réception (ΔT). La vitesse de propagation d'une onde électromagnétique étant connue ($c \approx 3.10^8 m/s$), il est possible d'en déduire la distance D existante entre le

radar et l'obstacle par la relation :

$$\Delta T = \frac{2 \cdot D}{c} \tag{1.1}$$

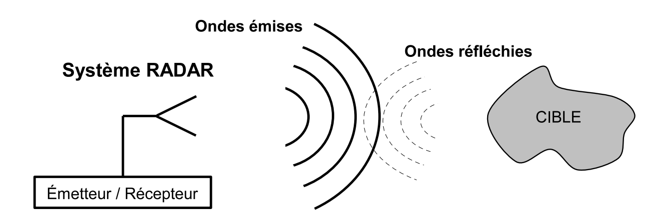


FIG. 1.1 – Schéma de principe d'un système radar

1.2.2.2 Mesure angulaire

L'estimation de la distance radar/cible est insuffisante pour localiser les objets, c'est pourquoi cette mesure est associée à celle angulaire en utilisant la propriété de directivité des antennes. En effet, une antenne directive ne rayonne de l'énergie que dans un volume limité de l'espace. Si la cible est placée dans cette zone, l'énergie réfléchie sera importante et proportionnelle à sa position dans le gradient d'énergie générée par l'antenne, comme le montre les angles θ_1 et θ_2 de la figure 1.2. L'information de direction de l'objet se déduit directement de ce gradient d'énergie.

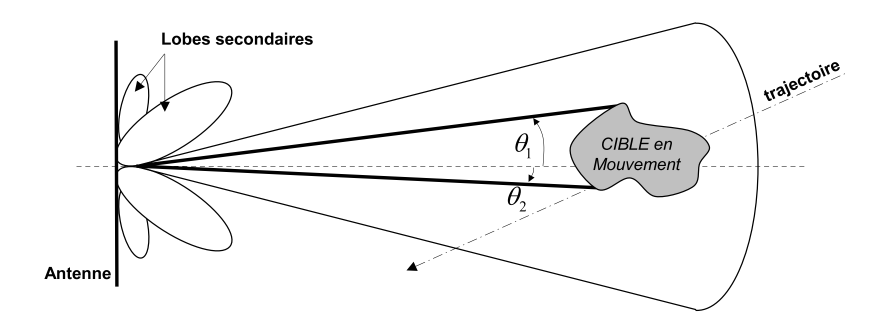
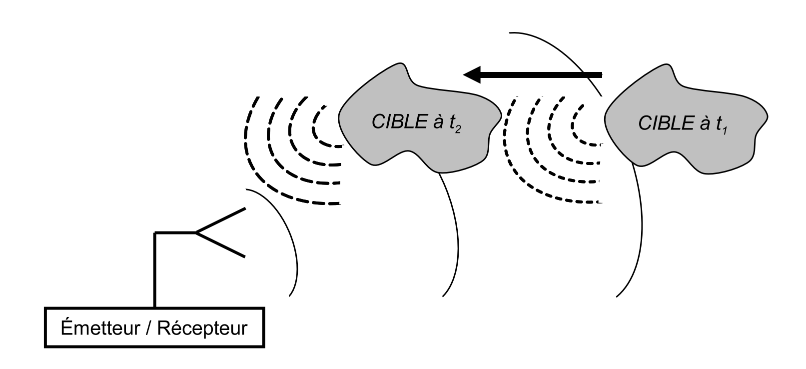


FIG. 1.2 – Schéma de principe de la mesure angulaire

1.2.2.3 Mesure de la vitesse de la cible

En plus de donner l'information sur la distance et la position de la cible, un radar doit être capable de mesurer en même temps la vitesse de la cible détectée si celle-ci est en mouvement. C'est l'effet Doppler qui permet de déterminer la vitesse de déplacement de cet objet, appelée également vitesse radiale ou de rapprochement [4]. Le mouvement

implique que pour deux impulsions émises consécutivement, le temps séparant l'émission et la réception de l'écho radar est différent pour ces deux impulsions (figure 1.3). De cette différence est alors déduite la vitesse de l'objet.



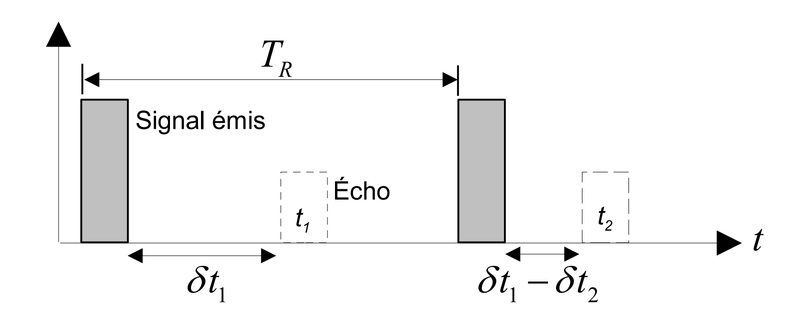


FIG. 1.3 – Illustration de la mesure de la vitesse d'une cible

Le système émet un signal tout les T_R et observe l'écho rayonné par la cible ainsi que le décalage temporel engendré. Si pour le premier écho, le décalage est $\delta t_1 = \dfrac{2 \cdot D_1}{c}$ avec D_1 la distance radar/cible, pour l'écho suivant à cause du mouvement de la cible, l'écart temporel δt_{total} sera égal à l'écart δt_1 ajouté à une quantité δt_2, positive si la cible s'éloigne et négative si elle se rapproche. Si V_R est la vitesse de l'objet s'approchant du radar, pour l'écho suivant, la distance radar/cible D sera :

$$D = D_1 - V_R \cdot T_R \tag{1.2}$$

$$\delta t_{total} = \frac{2 \cdot D_1}{c} - \frac{2 \cdot V_R \cdot T_R}{c} \tag{1.3}$$

L'équation 1.3 permet ainsi de calculer V_R, connaissant C, T_R et D_1 à partir des relevés de δt_{total}.

Ce calcul revient finalement à mesurer la fréquence Doppler de la cible. En effet, pour un instant t quelconque, nous considérons que le signal émis par le radar a pour expression :

$$Se(t) = \cos(2\pi f t) \tag{1.4}$$

Par conséquent, l'expression du signal reçu sera :

$$Sr(t) = \cos\left(2\pi f\left(t - t_r\right)\right) \tag{1.5}$$

Avec le temps de retard :

$$t_r = \frac{2 \cdot D_0}{c} - \frac{2 \cdot V_R \cdot t}{c} \tag{1.6}$$

L'expression du signal reçu s'écrit alors :

$$Sr(t) = \cos\left(2\pi f\left(t + \frac{2 \cdot V_R \cdot t}{c} - \frac{2 \cdot D_0}{c}\right)\right) \tag{1.7}$$

Si l'on note λ, la longueur d'onde du signal $\left(\lambda = \frac{c}{f}\right)$, cette expression peut alors se réécrire sous la forme :

$$Sr(t) = \cos\left(2\pi\left(f + \frac{2 \cdot V_R}{\lambda}\right)t + \varphi_0\right) \tag{1.8}$$

Par rapport au signal émis $Se(t)$, le signal reçu $Sr(t)$ a glissé d'une fréquence caractéristique, la fréquence Doppler :

$$f_D = \frac{2 \cdot V_R}{\lambda} \tag{1.9}$$

1.2.2.4 Principales caractéristiques d'un radar

Les principales caractéristiques d'un radar, liées à la largeur des impulsions choisies, sont quantifiées par son pouvoir discriminateur en distance et en vitesse angulaire.

Le pouvoir discriminateur en distance d'un radar représente la distance minimale séparant deux cibles qu'il est capable de distinguer. Si un radar émet des impulsions de largeur τ et de récurrence T, pour deux cibles situées sur le même axe du radar, l'une à une distance D_1, l'autre à D_2, leurs échos respectifs seront de même largeur τ, reçus à des instants T_1 et T_2 définis par :

$$T_1 = \frac{2 \cdot D_1}{c} \quad et \quad T_2 = \frac{2 \cdot D_2}{c} \tag{1.10}$$

L'intervalle de temps entre les deux impulsions d'écho sera donc proportionnel à la distance ΔD qui existe entre les deux cibles :

$$\Delta T = \frac{2 \cdot \Delta D}{c} \tag{1.11}$$

Tant que cette valeur reste supérieure à la largeur d'impulsion τ, les deux cibles sont bien distinguées par le radar. Dans le cas contraire, les deux échos se recouvrent et le radar ne détecte plus la présence que d'un seul objet. Le pouvoir séparateur en distance minimum peut donc se quantifier par la relation suivante :

$$\Delta D = \frac{c \cdot \tau}{2} \tag{1.12}$$

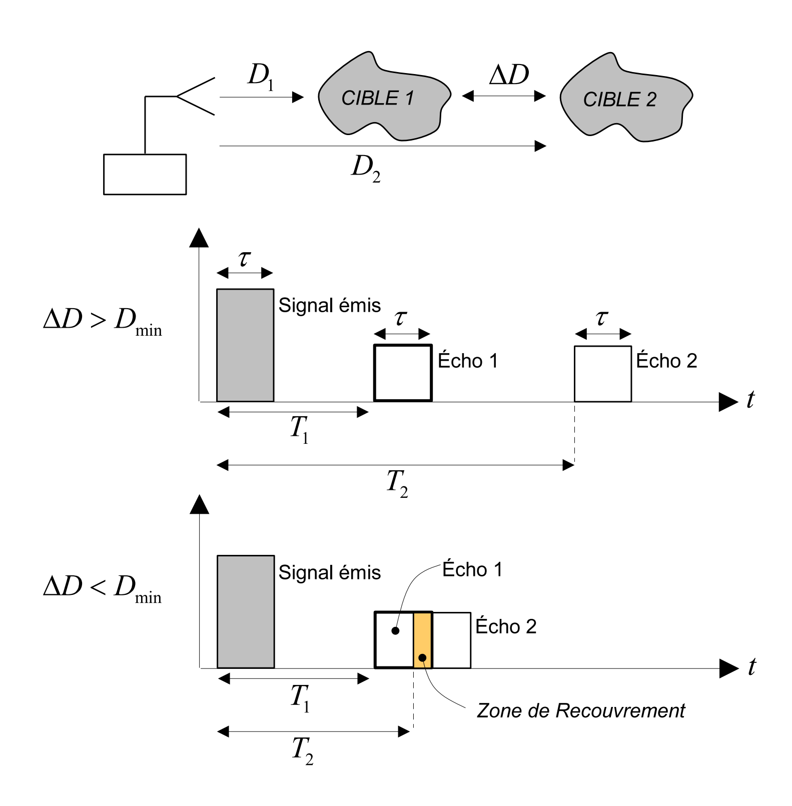


FIG. 1.4 – Pouvoir discriminateur en distance d'un radar

Le pouvoir discriminateur en vitesse angulaire représente l'écart minimum de vitesse que le radar peut mesurer :

$$\Delta V_R = \frac{\lambda}{2 \cdot \tau} \tag{1.13}$$

avec λ la longueur d'onde du signal émis.

Il apparaît que pour bénéficier d'un bon pouvoir séparateur en distance, ΔD faible, il faut employer des impulsions de durées brèves. A l'inverse, un bon pouvoir séparateur en vitesse, ΔV_R faible, s'obtient en employant des impulsions longues. Cette contradiction donne ainsi naissance à la fonction d'ambiguïté distance - vitesse.

1.2.3 Éléments constitutifs d'un radar

L'architecture complète d'un radar est très complexe et varie considérablement selon son type (radar classique, à effet Doppler, à compression d'impulsions) et suivant les applications envisagées, tout comme le type d'impulsions générées. La figure 1.5 représente un synoptique de radar simplifié, présentant ses principaux composants, afin de comprendre le fonctionnement des radars dans leur globalité.

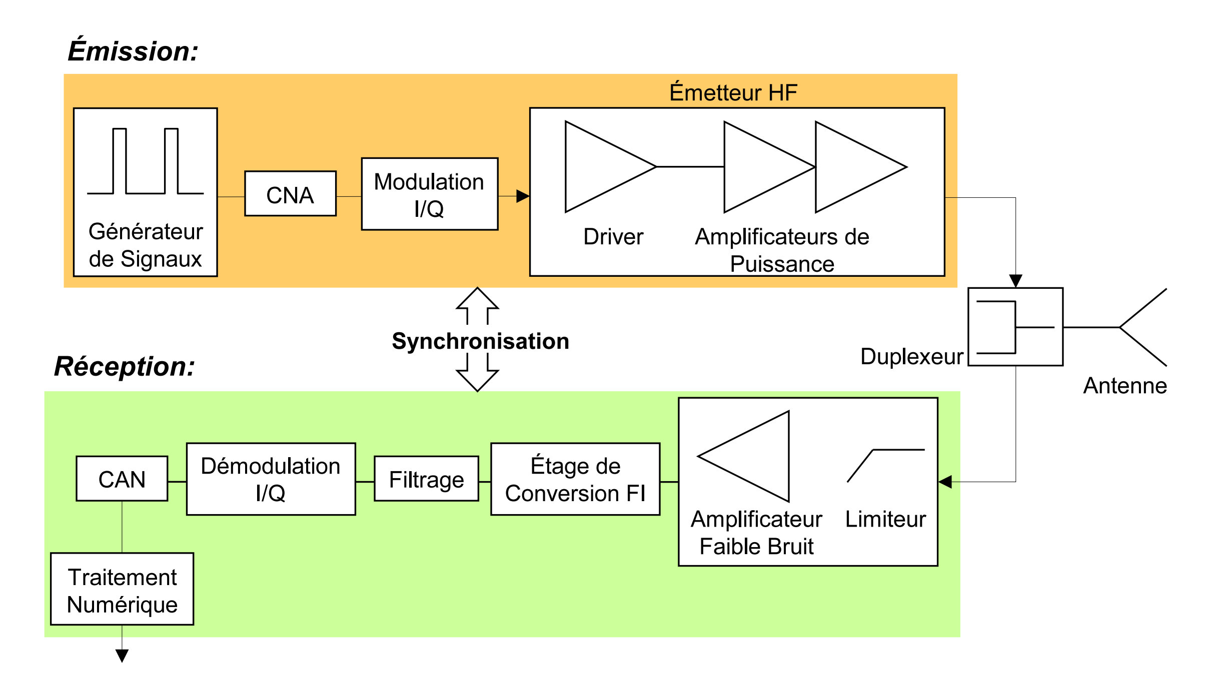


Fig. 1.5 – Synotique simplifié d'une chaine radar

La chaîne d'émission associe un générateur de signaux hyperfréquences (HF) impulsionnels à un émetteur HF dans lequel les signaux HF sont amplifiés. La section 1.4 fera l'objet d'une étude plus approfondie des principales caractéristiques associées aux signaux émis.

Le rôle de **l'émetteur** est d'amplifier l'impulsion HF jusqu'à une puissance désirée, en relation avec la portée du radar et prise généralement élevée. Il est composé de plusieurs modules d'émission formés d'étages amplificateurs HF. Le mode d'amplification varie également en fonction du type de radar. Les amplificateurs dits à tubes à ondes progressives (TOP) sont utilisés pour les niveaux de puissances très élevées. Cependant, leur consommation électrique et leur encombrement sont très importants. A l'inverse, les amplificateurs à état solide SSPA moins encombrants, offrent une capacité d'amplification plus réduite. De manière générale, un étage "Driver" servant à préamplifier le signal est placé en amont des étages de puissance, ainsi qu'un dispositif annexe de refroidissement et d'alimentation.

Le duplexeur, situé au pied de l'antenne, dirige le signal à l'émission vers l'antenne avec une perte minimale tout en isolant la partie réception du radar. A l'inverse, le signal capté par l'antenne est guidé vers la partie réception.

L'antenne constitue l'interface entre les signaux HF émis et ceux reçus. Il existe une grande diversité d'antennes suivant l'application recherchée : antenne à réflecteur, parabolique, antenne réseaux, etc., chaque type d'antenne correspondant à une application particulière du radar.

La chaîne de réception est l'un des éléments les plus complexes d'un radar. Elle doit posséder à la fois une très grande sensibilité mais également permettre l'amplification des signaux reçus dans de très grandes proportions, ceci afin d'avoir le meilleur rapport signal à bruit ($\frac{S}{N}$) possible.

Une tête de réception HF détecte les impulsions reçues par l'antenne. Dans le cas d'applications militaires, la tête de réception comprend en amont un limiteur, qui permet de protéger le reste de la chaîne de réception d'éventuelles "attaques" (champs électromagnétique de forte intensité) suivi d'un amplificateur faible bruit. Puis plusieurs étages de conversion FI translatent le signal HF en fréquence basse avant de le filtrer et de le démoduler en amplitude et en phase à l'aide de démodulateur I/Q. Un convertisseur analogique numérique échantillonne le signal reçu afin que le module de traitement numérique exploite les signaux obtenus. Il est alors décidé si le signal transmis contient un écho et calcule le cas échéant les caractéristiques de l'éventuelle cible (distance, vitesse...).

Enfin, **le synchronisateur**, au coeur du radar, délivre des signaux d'horloge de grande stabilité, permettant de définir les instants d'émission en les synchronisant avec les signaux reçus.

1.2.4 Équation de propagation et équation générale du radar

1.2.4.1 Équation de propagation

L'équation de propagation permet de calculer la puissance de l'onde réfléchie reçue par l'antenne du radar. Cela consiste donc à faire le bilan des puissances sur un trajet aller-retour d'une onde émise. Pour l'établir, nous allons suivre le trajet du signal. La densité de puissance émise par l'antenne à la distance D est donnée par la relation suivante :

$$p = \frac{G_e \cdot P_e}{4\pi \cdot D^2} \tag{1.14}$$

où P_e est la puissance crête émise et G_e le gain de l'antenne à l'émission.

Le gain de l'antenne est donné par la relation :

$$G_e = \frac{4\pi \cdot S_{antenne}}{\lambda^2} \tag{1.15}$$

avec $S_{antenne}$ la surface de l'antenne radar et λ la longueur d'onde d'utilisation.

La cible intercepte une partie de l'énergie rayonnée et la réfléchit selon un processus complexe. Cette réflexion, caractérisant la signature radar d'une cible, est désignée sous le nom de SER, noté σ_e. Elle dépend de plusieurs facteurs, notamment la polarisation de l'onde, la longueur d'onde d'émission, l'aspect présenté par la cible vis à vis du radar, la géométrie et les matériaux constituant la cible. La puissance re-rayonnée, supposée omnidirectionnelle, est donc le produit de la puissance émise en espace libre par le facteur σ_e.

$$P_{rerayonnee} = \sigma_e \cdot p \tag{1.16}$$

A la réception, la puissance captée par l'antenne P_r est alors donnée par les équations 1.14, 1.15, 1.16 :

$$P_r = \frac{\sigma_e \cdot G_e \cdot P_e}{4\pi \cdot D^2} \cdot \frac{S_r}{4\pi \cdot D^2} \tag{1.17}$$

Soit :

$$P_r = P_e \cdot \frac{G_e \cdot S_r \cdot \sigma_e}{\left(4\pi \cdot D^2\right)^2} \tag{1.18}$$

Avec S_r la surface efficace de réception et G_r le gain de l'antenne en réception :

$$S_r = \frac{\lambda^2 \cdot G_r}{4\pi} \tag{1.19}$$

Finalement, cette équation peut se réécrire sous la forme suivante :

$$P_r = P_e \cdot \frac{G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_e}{\left(4\pi\right)^3 \cdot D^4} \tag{1.20}$$

Cette équation ne tient pas compte des pertes atmosphériques (L_{atm}) et celles liées aux systèmes électroniques (L_s).

L'antenne d'émission et de réception étant en général la même, ($G_e = G_r$), l'expression de la puissance reçue peut finalement s'écrire :

$$P_r = P_e \cdot \frac{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_e}{L_{atm} \cdot L_s \cdot \left(4\pi\right)^3 \cdot D^4} \tag{1.21}$$

Ce résultat permet de calculer, à partir des caractéristiques du radar et de la cible, la puissance reçue à l'entrée du récepteur. Elle montre également que la portée du radar D est directement proportionnelle à la puissance émise.

1.2.4.2 Équation générale du radar

L'équation générale du radar est définie par la probabilité de détection et de fausse alarme. En effet, la présence de bruit est le facteur limitatif des performances radar, les possibilités de détection du signal utile étant moins bonnes en présence de celui-ci. Ses causes sont multiples : résistances de bruit thermique, éléments actifs, réflexions parasites. La puissance de bruit à l'entrée du récepteur est définie par l'équation :

$$N = k \cdot T \cdot B \cdot F \tag{1.22}$$

Avec k : la constante de Boltzman,
T : la température de bruit du récepteur,
B : la bande passante du système,
F : le facteur de bruit du récepteur.

On définit classiquement le rapport signal à bruit $\left(\frac{S}{N}\right)$ comme étant le rapport entre la puissance utile moyenne (1.21) et la puissance de bruit moyenne (1.22).

$$\frac{S}{N} = P_e \cdot \frac{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_e}{L_{atm} \cdot L_s \cdot (4\pi)^3 \cdot D^4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot F} \tag{1.23}$$

Cette équation permet ainsi de donner directement la probabilité de détection et de fausse alarme.

L'objectif de cette partie était de présenter de manière générale les grands principes de fonctionnement d'un radar, ses caractéristiques, ses éléments constitutifs et ses principales équations. Nous allons maintenant introduire, de manière plus approfondie, le principe de fonctionnement et l'architecture des radars à antennes actives, afin de préciser le contexte d'étude de nos travaux, orienté vers cette application.

1.3 Les radars à antennes actives

[5][6][7]

Le principe des radars à antennes actives reposent sur la combinaison d'un grand nombre d'antennes élémentaires organisées en réseau, chacune associée à un système de

contrôle de la phase du signal. Cependant, dans le cas des antennes actives, chacune des antennes élémentaires est associée en plus à un système de contrôle de l'amplitude du signal. Un module actif, permettant le traitement du signal aussi bien à l'émission qu'à la réception, assure les fonctions de pondération et de contrôle de la phase et de l'amplitude du signal hyperfréquence. Cette particularité des antennes actives offre une très grande agilité dans la direction et forme du faisceau, ouvrant ainsi la voie aux radars multifonctions.

1.3.1 Définitions et intérêts des radars à antennes actives

Les radars à balayage électronique sont nés pour s'affranchir des problèmes rencontrés par les radars à antennes à balayage classique (mécanique), utilisés principalement comme radar de veille. Pour modifier la zone éclairée par l'antenne d'un radar mécanique, il est impératif d'orienter le projecteur vers la direction choisie. A cause de l'inertie du projecteur, ce mouvement ne peut être que continu et faiblement rapide. Il ne permet donc pas de s'arrêter sur des zones particulières, de changer subitement de direction de pointage du faisceau ou de contrôler plusieurs points de l'espace quasiment en même temps. Pour lever ces problèmes, le principe des antennes à balayage électronique passives a d'abord vu le jour, puis afin d'améliorer les performances de ces radars, les antennes à balayage électronique actives ont émergé.

L'avantage majeur des antennes actives est sa capacité à changer quasi instantanément (en quelques micros secondes) la direction du faisceau analysé en modifiant son site et son gisement. Le système peut ainsi choisir des durées d'observation et d'écoute dans différentes directions indépendantes ou par exemple assurer à la fois la veille d'un volume défini et la poursuite de plusieurs cibles dans d'autres volumes (figure 1.6). L'agilité de son faisceau permet donc le traitement de différentes tâches quasi simultanément ; on parle alors de radar en mode multifonctions [8].

Un des autres avantages provient du contrôle très précis du signal hyperfréquence (HF) d'émission et de réception, ce qui autorise une maîtrise accrue du diagramme de rayonnement du radar, du niveau et de la disposition des lobes du faisceau (faisceaux à lobes multiples, faisceau à lobes très bas dans un secteur angulaire). Par ailleurs, la structure même des antennes actives, c'est-à-dire l'amplification du signal HF au pied des éléments rayonnants à l'émission et à la réception se traduit par des pertes minimales et contribue à l'amélioration des bilans de liaison.

Toutefois, les antennes actives se heurtent à plusieurs limites physiques et pratiques. D'abord, les angles maximaux de balayage sont limités ; au mieux ils peuvent atteindre

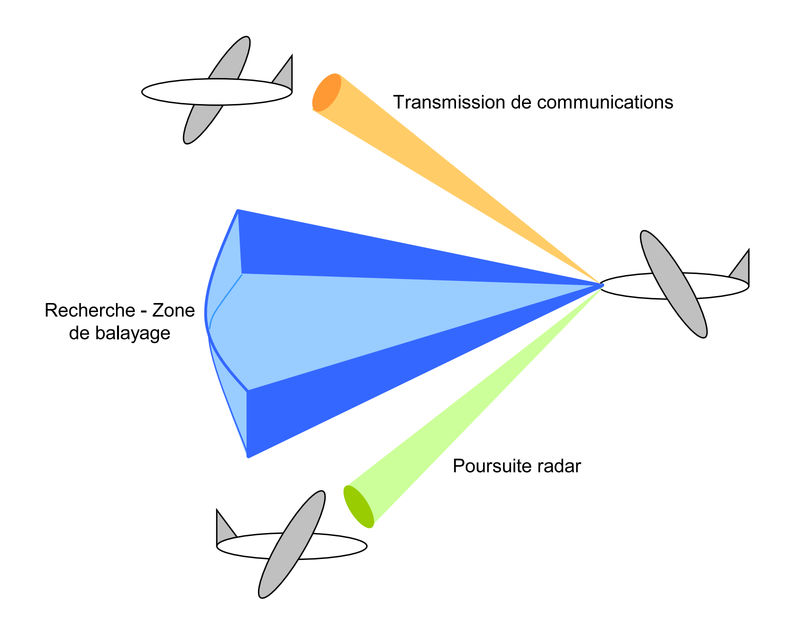


FIG. 1.6 – Radar multi-fonctions : systèmes indépendants de recherche, de poursuite et de communications de données

60°, plus couramment 45°, ce qui limite le volume d'écoute de ces radars. De plus, les limites pratiques liées à la précision et la dispersion de réalisation des différents modules actifs et de l'antenne réseau introduisent des déphasages du signal qui peuvent engendrer une déformation du faisceau.

Enfin, la complexité d'un tel dispositif, due au nombre très important d'éléments élémentaires et de modules actifs, augmente d'une part la difficulté de réalisation, mais également le coût des antennes actives d'environ deux fois par rapport à un radar à balayage passif.

Néanmoins, les perspectives offertes par les antennes actives constituent une réelle évolution des performances radars.

1.3.2 Applications et état de l'art des antennes actives

[9][10][11][12]

Aux vues de leur développement relativement récent et de leur coût prohibitif, les antennes actives ont des applications principalement militaires :

• **Systèmes de surveillance sol-air** : la défense aérienne, compte tenu de la variété de cibles dans le ciel - avions furtifs, avions drone (UAV : Unmanned Air Vehicle) ou missiles balistiques - nécessite une précision très importante en terme de poursuite et de résolution.

• **Radar de combat** : les radars modernes des avions de combat doivent pouvoir

fonctionner en mode air-air pour faire de la recherche et de la poursuite de cibles et plus récemment en mode air-sol dans l'optique de missions de détection et surveillance par imagerie radar. Tous les futurs avions de combat seront pourvus de radar à antennes actives.

Aux Etats-Unis, une antenne active en bande X équipe le F-22 et le F-15C. Il est également prévu d'équiper les F-18 et F-16.



Fig. 1.7 – Avion de chasse (F-15C modifié), équipé d'une antenne active logée dans son radome

En Europe, le programme AMSAR (Airborne Multirole Solid state Active array Radar), qui a débuté en 1993, regroupe les compétences de :
- BAE Systems (Angleterre) ;
- EADS (Allemagne) ;
- Thales (France).

Ce radar à antennes actives bande X (RBE2 AA), qui devrait être livré en 2012, équipera le Rafale et le Eurofighter Typhoon.

• **Systèmes de reconnaissance aérienne** : les antennes actives sont installées sur des avions "plate-formes" volant à très haute altitude pour des applications de détection et de reconnaissance au sol très longues portées. Les antennes actives requièrent alors une bonne résolution et doivent posséder une ouverture angulaire très importante. Les principaux programmes sont aux Etats-Unis THAAD (Treater High Altitude Aera Defense) et en Europe SOSTAR (Stand-Off Surveillance and Target Acquisition Radar).

• **Radars Naval** : la problématique des radars maritimes est la même que ceux de surveillance sol-air.

• **Système d'antennes à balayage spatial** : l'utilisation des antennes actives dans le domaine spatial reste délicate car elles sont soumises à de fortes contraintes de

poids, d'encombrement, de consommation électrique, de température et de vibrations. Néanmoins, elles sont utilisées pour des applications civiles d'observation de l'état de la terre afin de mesurer l'impact de l'activité de l'homme. Les principaux satellites équipés d'un tel dispositif sont le canadien RADARSAT ou l'européen ENVISAT.

Les principaux programmes d'antennes actives sont résumés dans le tableau suivant :

Nom du Programme	Application	Bande	Pays Concepteurs
AMSAR	Combat aérien	X	BAE-EADS-Thales
F-15C AESA	Combat aérien	X	USA
F-22 AESA	Combat aérien	X	USA
NORA	Combat aérien	X	Suède (Ericsson) USA (Raytheon)
Phazotron-NIIR	Combat aérien		Russie
ZHUK-MS	Combat aérien		Chine
COBRA	Surveillance aérienne longue portée	C	Europe
IRIDIUM	Télécommunications	L	USA (Motorola)
THAAD	Reconnaissance air-sol longue portée	X	USA
SOSTAR	Reconnaissance air-sol longue portée	X	Europe : EADS - Thales Galileo Avionica - Indra Dutch Space

Tab. 1.2 – Principaux programmes des antennes actives

Dans la section suivante, nous allons rentrer plus en détail dans le principe du balayage électronique.

1.3.3 Principe des radars à balayage électronique

Une antenne à balayage électronique est une antenne réseau dont les éléments rayonnants sont alimentés par des sources ayant des relations de phase particulières entre elles. Le contrôle de ces phases relatives, dans le cas des antennes passives, et des phases/amplitudes, dans le cas des antennes actives, permet de modifier la direction de pointage du faisceau émis.

1.3.3.1 Antennes réseaux

Une antenne réseau est un ensemble d'antennes élémentaires qui n'en constitue qu'une seule "virtuelle". Les caractéristiques électromagnétiques du champ émis dépendent de deux facteurs ; le positionnement des antennes élémentaires les unes par rapport aux autres et le type de ces antennes. Ces différents éléments rayonnants sont positionnés de manière

à ce que le champ émis par chacune d'elles soit recombiné spatialement. L'excitation d'une source entraîne par couplage une certaine excitation des sources voisines qui recueillent une partie de l'énergie émise et qui rerayonne une autre partie entraînant une modification du diagramme.

Ce couplage entre les différentes sources rayonnantes permet de présenter des caractéristiques d'antennes supérieures à celles d'une antenne unique et permet ainsi l'obtention d'un diagramme de rayonnement particulier, par exemple très directif, sur un angle solide donné ou encore présentant une réjection de directions particulières.

Tous les éléments rayonnants simples peuvent être utilisés pour la conception d'une antenne réseau. Le critère de choix peut dépendre de la bande passante et de la polarisation utilisée. Hélices, dipôles en croix pour la polarisation circulaire et dipôles simples, patchs, embouchures de guide, petits cornets, fentes pour la polarisation rectiligne. Le choix des éléments rayonnants peut être également motivé par le type de distributeur utilisé pour l'excitation ou le coût global du réseau d'antennes.

Dans le cadre des antennes à balayage électronique, les éléments rayonnants sont organisés en maillage rectangulaire ou triangulaire, avec un espacement entre sources de l'ordre de la moitié de la longueur d'onde du signal de fonctionnement.

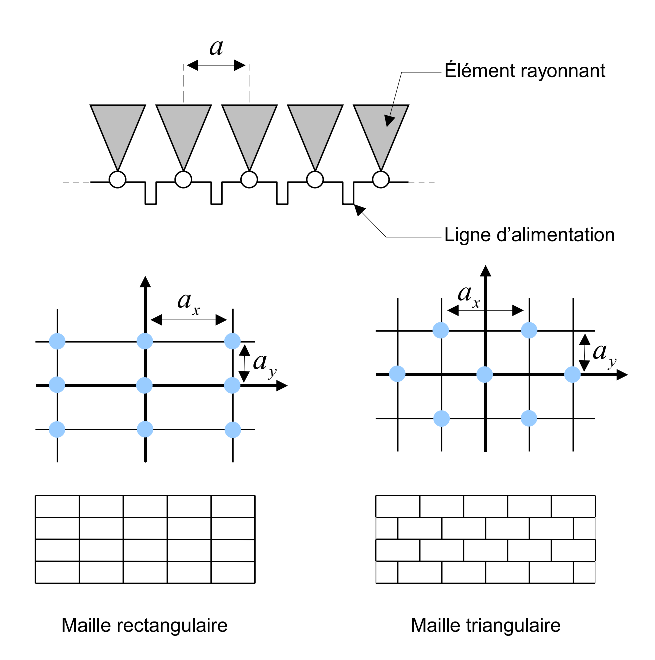


Fig. 1.8 – Principe d'un réseau d'antennes

Les éléments rayonnants les plus usités pour ces applications sont :

– Antennes patchs ;
– Antennes à guides d'ondes ouverts.

Pour des applications plus large bande, les antennes suivantes sont le plus souvent utilisées :
- Antennes Vivaldi ;
- Antennes à encoches.

D'autres solutions existent mais sont plus rares comme :
- Guides d'ondes circulaires chargés de matériaux dielectriques ;
- Antennes cornets multimodes ;
- Dipoles au dessus d'un plan de masse.

1.3.3.2 Le principe du balayage électronique

Le balayage électronique de la direction de pointage du faisceau provient de la commande de pondération, très rapide, de la phase du signal d'excitation HF des éléments rayonnants. Afin de réaliser cette pondération, les antennes à balayage électronique passives sont équipées de déphaseurs électroniques.

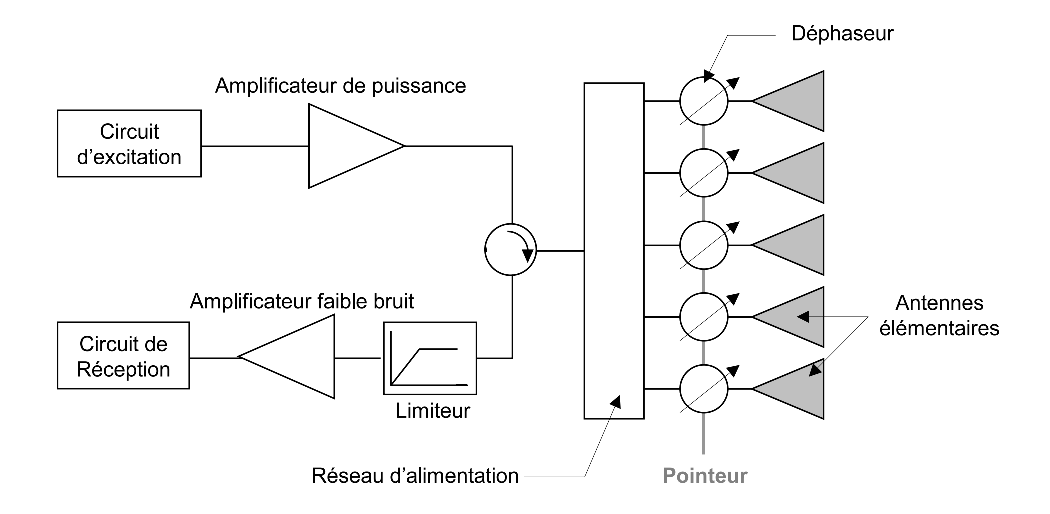


Fig. 1.9 – Antenne à balayage électronique passive

Si l'on considère le réseau à l'émission, la direction du rayonnement est celle pour laquelle toutes les vibrations émanant de l'antenne sont en phase. Si l'on veut que le réseau rayonne vers une cible dans une direction particulière, il suffit de modifier les phases relatives du signal émis par les différents éléments rayonnants, de façon à ce que le signal émis par chaque élément arrive en phase sur la cible. Pour cela, la phase de chaque source est modifiée instantanément. Le réseau engendre ainsi une onde plane, perpendiculaire à la direction de propagation θ.

Considérons une ligne de sources alimentées par des ondes de même amplitude pouvant être déphasées entre elles d'une valeur $\Delta\varphi$ distantes d'une longueur d (figure 1.10), chaque onde issue de la qième source élémentaire arrivant sur le plan d'onde aura subi le

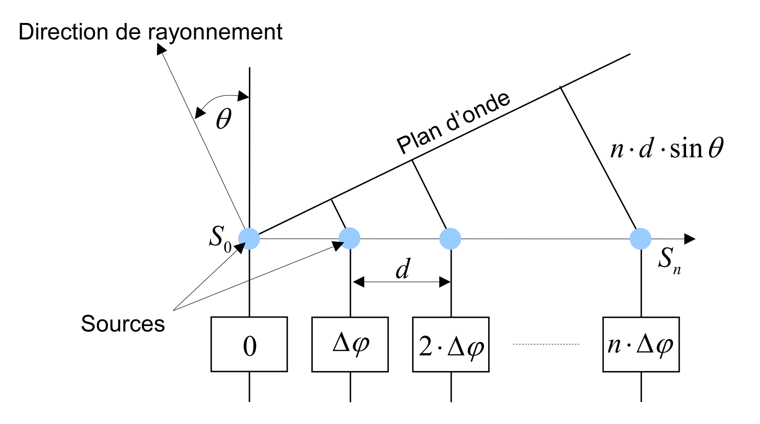


FIG. 1.10 – Principe du balayage électronique

déphasage :

$$q \cdot \varphi = q \cdot \Delta\varphi + q \cdot d \cdot \sin\theta \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \tag{1.24}$$

Le champ rayonné dans la direction θ est alors la somme des champs élémentaires du plan d'onde :

$$\vec{E}(\theta) = \sum_{0}^{n-1} E_0 \cdot e^{jq\varphi} \tag{1.25}$$

Cette expression a pour module :

$$\left|\vec{E}(\theta)\right| = n \cdot E_0 \cdot \frac{\sin\left(\frac{n\varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \tag{1.26}$$

avec $\varphi = \Delta\varphi + d \cdot \sin\theta \cdot \frac{2\pi}{\lambda}$.

L'amplitude du champ rayonné dépend donc de $\Delta\varphi$ et de la direction visée θ. Ce phénomène constitue la directivité du réseau linéaire. L'équation précédente permet de conclure que l'amplitude du champ est maximale pour $\varphi = 0$. La direction privilégiée de rayonnement θ_{max} vérifie donc l'équation suivante :

$$\Delta\varphi = -d \cdot \sin\theta_{max} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \tag{1.27}$$

Une action sur $\Delta\varphi$ permet alors de positionner le faisceau dans l'espace, ce qui constitue le principe de base du balayage électronique.

1.3.4 Les antennes actives

1.3.4.1 Principe des antennes actives

Les antennes à balayage électronique actives associent au déphaseur un atténuateur électronique dans le but d'appliquer au signal, en plus de la commande en phase, celle de l'amplitude du signal d'excitation. Bien que la commande seule de la phase des signaux HF soit suffisante, ce second paramètre de réglage offre à ces radars une plus grande agilité dans la forme du faisceau à l'émission et un meilleur conditionnement du signal à traiter à la réception. La figure 1.11 présente un synoptique simplifié d'une antenne active.

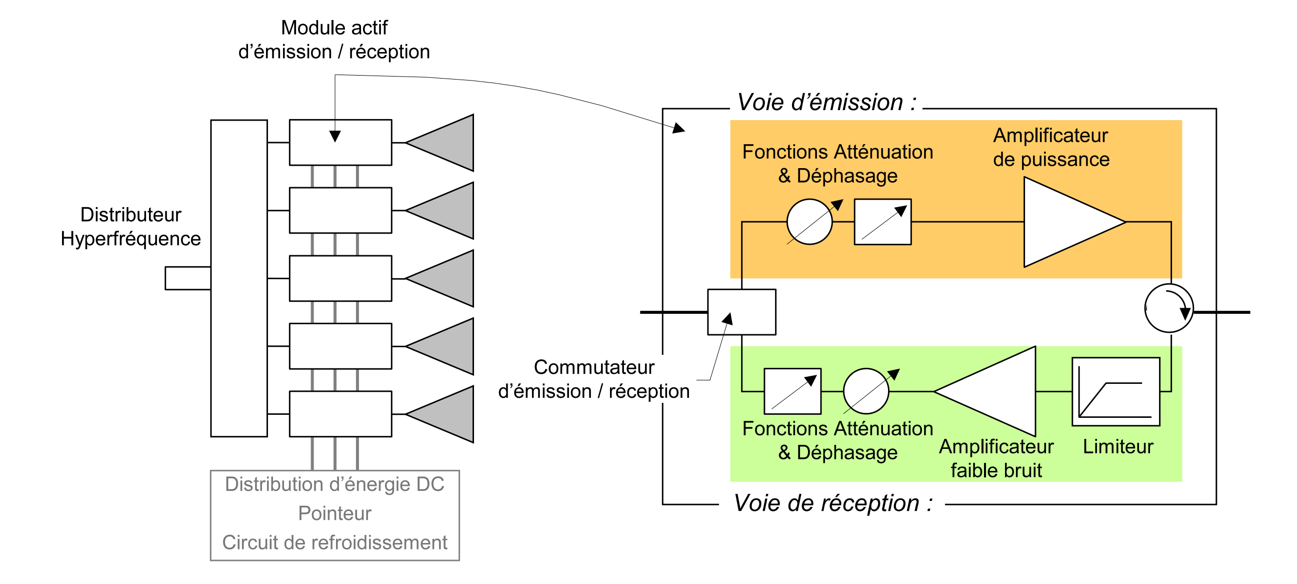


FIG. 1.11 – Antenne à balayage électronique active

Ce synoptique fait apparaître les modules actifs d'émission/réception qui assurent le contrôle amplitude/phase des signaux HF à l'émission et à la réception. Dans la littérature, ces modules actifs, sont nommés Transmit/Receive Modules (TRMs).

1.3.4.2 Synoptique détaillé des antennes actives

La structure détaillée de ces antennes actives, communément appelées AESA, est très complexe parce qu'elle regroupe de nombreux composants électroniques et fonctions de calcul. Cette structure n'est pas figée et peut varier suivant l'application visée. Néanmoins, un schéma non exhaustif de cette structure est décrit sur la figure 1.12.

1.3.4.3 Alimentation

Compte tenu du nombre important de TRMs, de la centaine à quelques milliers selon l'antenne active, la structure de distribution des signaux est arborescente à plusieurs

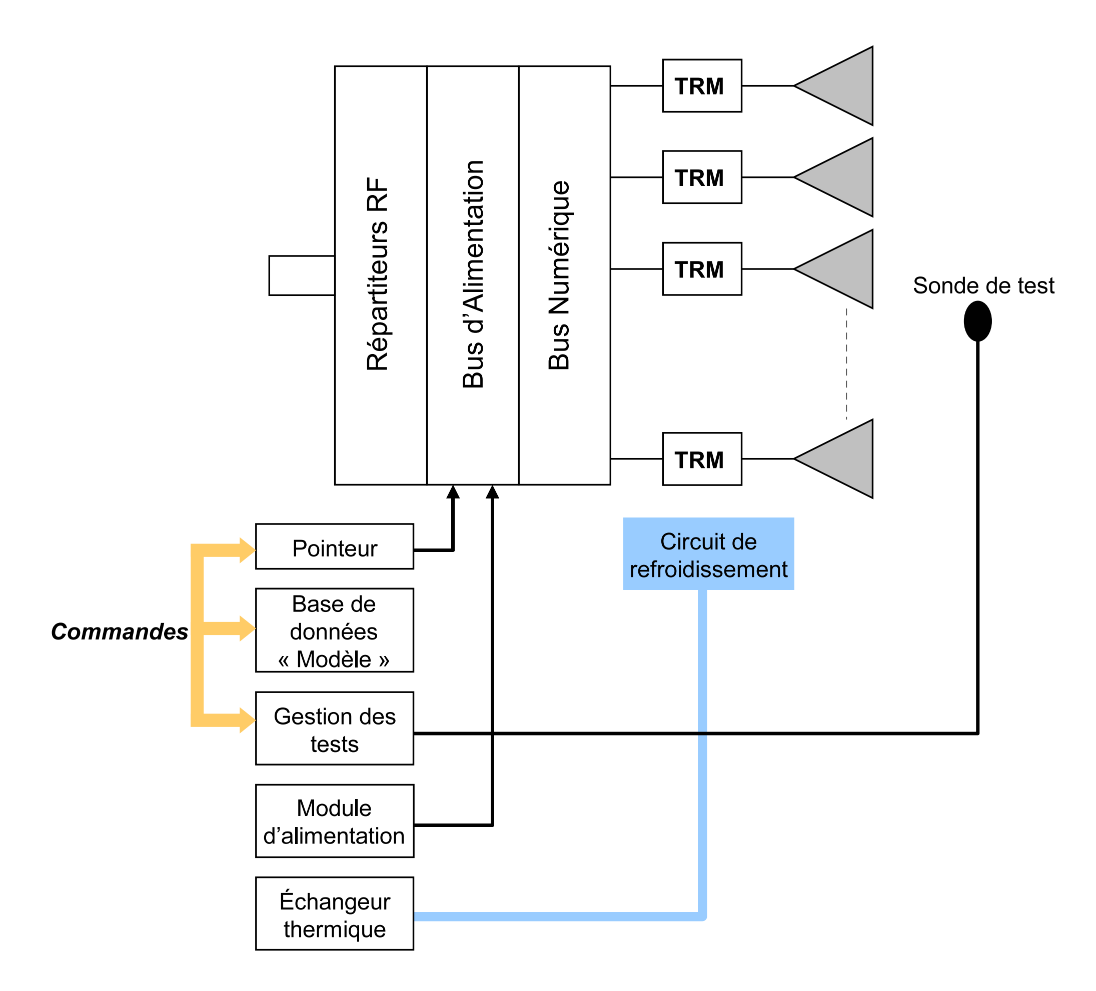


FIG. 1.12 – Synoptique d'une antenne active

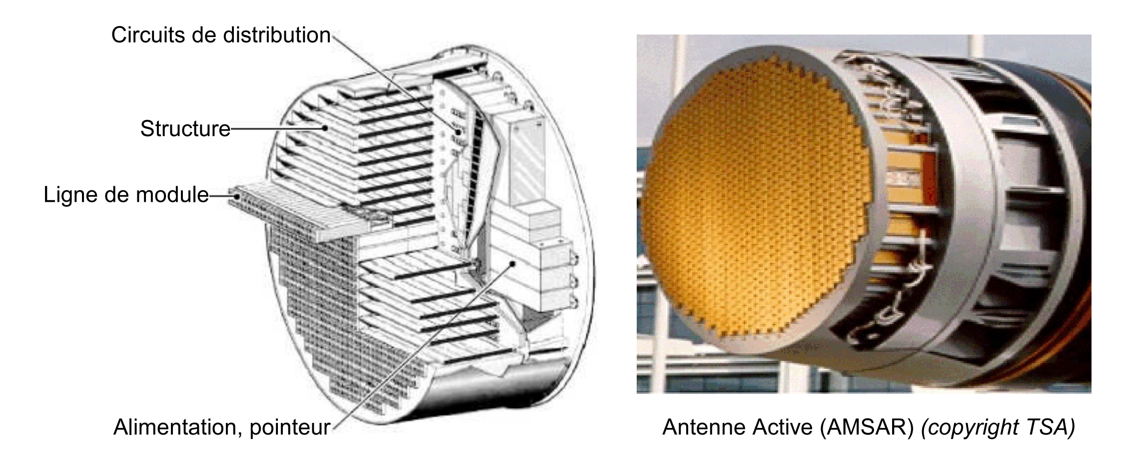


FIG. 1.13 – Schéma de principe d'une antenne active et photo d'AMSAR

niveaux. Les TRMs sont regroupés, constituant des lignes, des colonnes ou des sous-réseaux surfaciques de l'antenne. La fonction de distribution est multiple et permet de guider à la fois :

– l'énergie d'alimentation DC ;
– les informations logiques et numériques ;

– les signaux hyperfréquences.

L'alimentation DC, nécessaire aux différents circuits logiques et aux différents circuits HF des modules actifs (amplificateurs de puissance et faible bruit, oscillateurs...) est réalisée au moyen de circuits imprimés.

La distribution des signaux logiques et numériques à destination des circuits de contrôle numérique des TRMs est véhiculée par des bus de transmission.

Les signaux HF distribués à bas niveau à l'émission vers les TRMs et sommés après amplification en réception, peu sensibles aux pertes, sont également guidés à l'aide de circuits imprimés.

1.3.4.4 Calibration

La commande d'une antenne active nécessite la détermination des ordres à adresser à chaque module actif grâce à la connaissance de la relation entre mot de commande et résultat obtenu.

Cette fonction de calibration, très simple au premier ordre, devient très complexe lorsqu'une grande précision en amplitude et en phase du signal est souhaitée. Pour atteindre une telle précision, de nombreux paramètres sont à prendre en considération :

- l'imprécision des commandes d'amplitude/phase d'un module par rapport à un autre, liée à des dispersions de fabrication notamment ;
- la variation de comportement des modules en fonction de la fréquence de travail ;
- les effets causés par la forme d'onde du signal RF (durée des impulsions, fréquence de répétitions) ;
- la variation de la température dans les modules, en particulier l'effet engendré sur les fonctions de puissance ;
- la déformation géométrique de la structure du réseau d'antennes provoquée par des contraintes mécaniques et thermiques et les imprécisions de positionnement des éléments rayonnants les uns par rapport aux autres...

Il en découle que la maîtrise des mots de commande pour tous les modules actifs requière des modèles précis capables de prendre en compte tous les éléments que l'on vient d'énumérer. Ces modèles peuvent être obtenus soit par une simulation fine de l'ensemble de la structure soit par mesures. Un tel modèle est à l'heure actuelle un assemblage des modèles du distributeur, des modules utilisés (simples fonctions gain ou fichiers de mesures) et des éléments rayonnants dans le réseau.

A titre d'exemple, le logiciel SAFAR, développé par TSA pour le CELAR, est un simulateur capable de calculer les performances d'une antenne active, incluant à la fois les éléments rayonnants et le réseau de formation de faisceau. Chaque élément est

vu comme un bloc système représentant une fonction mathématique simple sans prise en compte de perturbations liées au comportement des composants électroniques. Les différents composants constituant une antenne active sont regroupés en une bibliothèque qui comprend :

- éléments rayonnants,
- diviseurs N bits,
- atténuateurs et déphaseurs N bits,
- amplificateurs de puissance (bloc de gain),
- commutateurs émission/réception,
- modules actifs d'émission/réception (issus de fichiers de mesure).

Les performances calculées à l'aide de SAFAR sont :

- La loi d'illumination sur l'antenne à l'issue de la propagation du signal le long de l'architecture de l'antenne ;
- Le diagramme de rayonnement en champ lointain et la directivité de l'antenne.

Par ailleurs, des aspects fonctionnels peuvent rentrer en compte :

- température moyenne de chaque composant ;
- changement de position des éléments rayonnants ;
- erreurs de fabrication comme la dispersion des performances en gain ;
- pannes de composants distribuées de manière aléatoire ou attribuées.

1.3.4.5 Formation du faisceau - pointeur

Le pointeur est en charge de calculer les mots de commandes binaires transmis aux déphaseurs et atténuateurs des modules actifs afin de définir la forme du faisceau et d'organiser les changements d'état de l'antenne active pour en modifier sa forme. Il reçoit les consignes concernant les propriétés du faisceau à émettre (direction, forme, etc.) et fournit aux circuits de commande des modules actifs les mots binaires associés.

Le pointeur échange également des informations avec le système de gestion des tests qui lui fournit des données de correction afin d'affiner les modèles des sous-ensembles.

1.3.4.6 Thermique

Le comportement thermique des TRMs est également un paramètre déterminant. Le module doit pouvoir assurer des performances électriques (puissance de sortie, facteur de bruit, contrôle amplitude/phase) quelle que soit la température ambiante.

Par ailleurs, en plus de l'échauffement produit par les éléments actifs des TRMs, ces modules actifs sont regroupés dans un espace très confiné. C'est pourquoi ils bénéficient

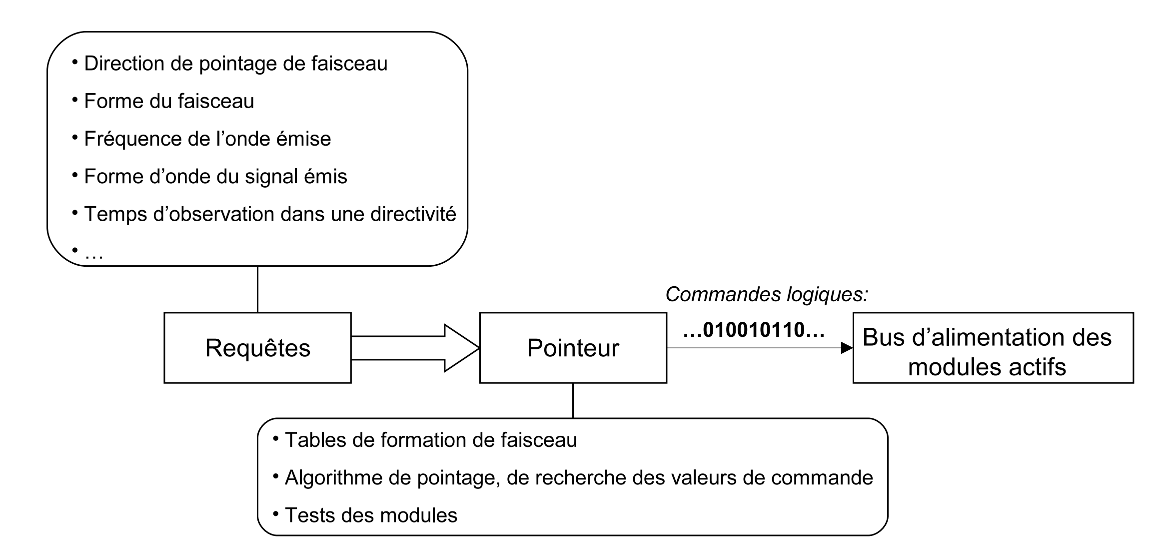


Fig. 1.14 – Schéma fonctionnel du système de pointage

d'un dispositif de refroidissement embarqué permettant de dissiper les calories générées par les différents modules.

Nous allons maintenant nous intéresser plus particulièrement aux fonctions actives qui conditionnent le signal à la fois à l'émission et à la réception.

1.3.5 Architecture du module actif d'émission/réception

Les TRMs sont les éléments clés des antennes actives puisqu'ils assurent le contrôle du signal HF d'émission-réception [13][14]. Aux vues de leur nombre très important, ils sont soumis à beaucoup d'exigences et de contraintes, notamment en terme de coût. En effet, ils doivent allier un bon compromis fiabilité/coût et une très bonne reproductibilité afin de possèder des performances électroniques très proches. Ils doivent également combiner les qualités de faible consommation électrique et de fort rendement pour minimiser les pertes. Enfin, pour des applications aéroportées ou spatiales, l'encombrement et la charge sont deux critères essentiels à prendre en compte dans leur conception.

Les TRMs regroupent les fonctions électroniques essentielles suivantes :
- amplification de puissance sur la voie d'émission ;
- amplification faible bruit sur la voie de réception ;
- pondération et contrôle en phase et amplitude des signaux émis et reçus ;
- duplexage des signaux d'émission et réception.

Le synoptique d'un TRM est présenté sur la figure 1.15.

La photo d'un TRM est donnée à la figure 1.16, les fonctions principales qu'il comprend

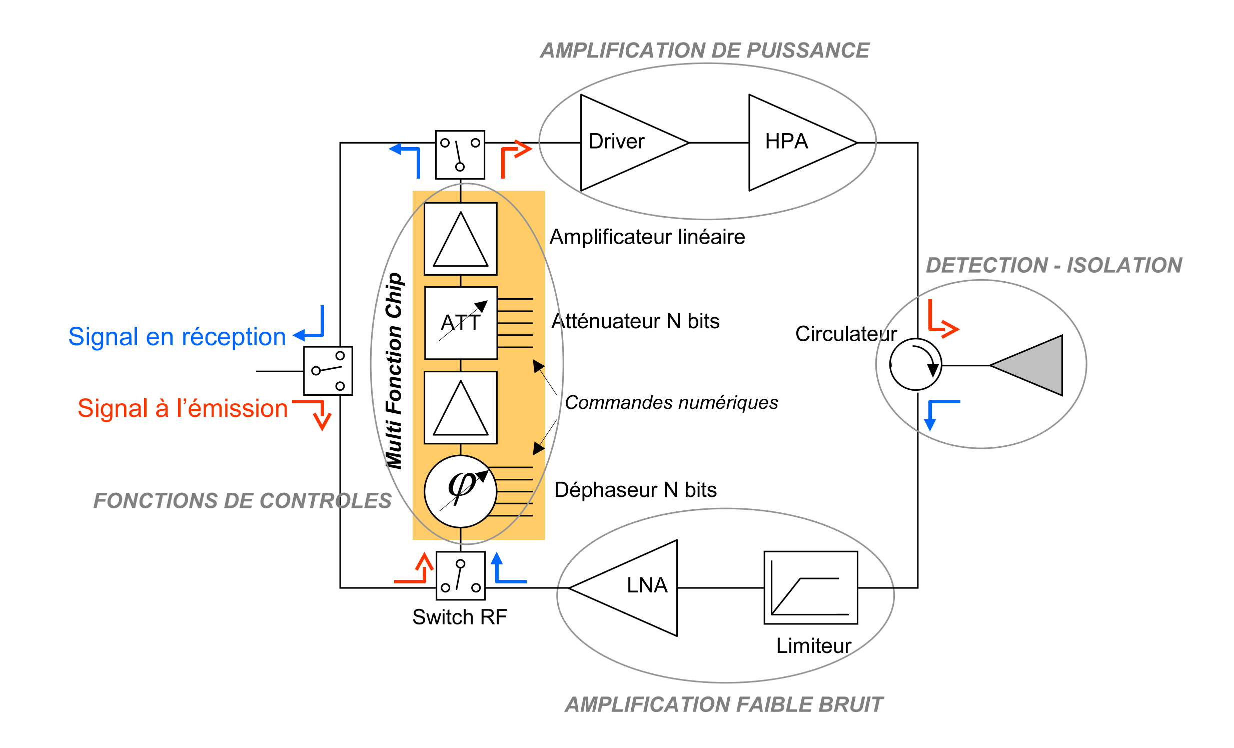


FIG. 1.15 – Synoptique d'un module actif d'émission/réception

sont un amplificateur de puissance (AsGa), un circulateur, un limiteur (AsGa), un amplificateur faible bruit (AsGa), un déphaseur et un atténuateur variable (AsGa) [9].

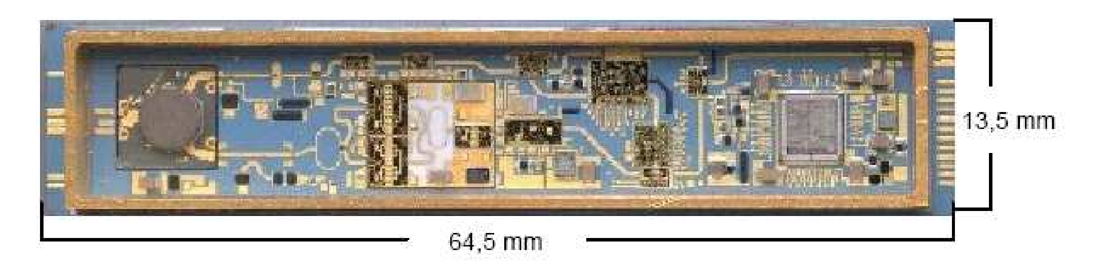


FIG. 1.16 – Photographie d'un module actif d'émission / réception

L'état de l'art des performances des TRMs est présenté dans le tableau ci-dessous [15] :

Bande	Fréquence (GHz)	Puissance crête (Watts)	Facteur de Bruit(dB)
S	2	50	2
C	5	20	3
X	10	10	4.5

TAB. 1.3 – Etat de l'art des performances des SSPAs pour des applications Radars

1.3.5.1 Fonction amplificatrice

La fonction d'amplification de la chaîne d'émission comprend un driver associé à un amplificateur de puissance. De manière classique, le driver permet à l'amplificateur de fonctionner à sa puissance incidente nominale. L'amplificateur de puissance est un élément critique des TRMs. Placé en amont du circulateur et malgré celui-ci, il subit les influences électriques du patch ; placé en aval de la MFC, les phénomènes perturbateurs dont il est le siège ne peuvent être corrigés. Consommateur principal d'énergie, l'amplificateur de puissance fait l'objet d'une attention particulière quant à sa spécification et son choix de technologie.

L'amplification forte qu'il produit sur le signal implique néanmoins une dégradation importante de celui-ci, causée par son caractère très non-linéaire. C'est donc l'élément le plus difficile à caractériser et à modéliser pour les concepteurs de systèmes. Il est également le principal consommateur d'énergie du TRM.

Les dernières générations d'AESA font appel à des amplificateurs de type SSPA, en vue d'une intégration maximale des TRMs. Bien que sa technologie soit amenée à évoluer avec l'arrivée à maturation de composants issus de la filière de matériaux grand gap GaN offrant des perspectives d'amplifications très importantes, les amplificateurs actuellement en place sont réalisés sur AsGA.

Plusieurs technologies de puissance sont utilisées pour l'amplification de puissance. Les solutions HBT ont démontré des performances dans des gammes de puissances comparables aux MESFETs jusqu'à la bande X et aux pHEMTs jusqu'à 20 GHz. Cependant, la mise au point du HBT a nécessité la résolution de problèmes importants de dissipation thermique et de fiabilité.

Plus récemment, les pHEMTs ont démontré des performances équivalentes [16] avec la capacité de couvrir un large spectre en fréquence [17].

1.3.5.2 Fonction réception

La fonction amplification de la voie de réception est réalisée grâce à un amplificateur faible bruit (LNA) précédé par un circuit limiteur. Cette fonction permet l'amplification du signal utile avec un rapport signal à bruit optimisé dans la chaîne de réception.

Le circuit limiteur sert de protection à la chaîne de réception, il permet notamment d'éviter la destruction physique du LNA dans le cas où des champs incidents à l'antenne active sont de niveaux trop élevés, issus de brouilleurs externes dans le cas d'applications militaires ou de rayonnements parasites issus des éléments rayonnants voisins.

1.3.5.3 Multi Fonction Chip (MFC)

[18][19][20]

Le contrôle du signal RF de chaque élément rayonnant est assuré par la MFC qui gère les commandes des signaux HF aussi bien à l'émission qu'à la réception.

Ce dispositif est composé d'un déphaseur et d'un atténuateur à commandes logiques sur N bits ($4 \leq N \leq 6$), qui permettent le contrôle amplitude/phase du signal émis ou reçu ainsi que d'amplificateurs linéaires permettant de compenser les pertes électroniques de ces éléments. Généralement, les solutions technologiques retenues pour réaliser les déphaseurs sont à base de diodes PIN ou de transistors FETs.

Pour répondre à des contraintes de volume, de poids et de consommation, les TRMs bénéficient d'une très forte intégration des composants. Des MFCs de seconde génération, figure 1.17, intègrent dans le même circuit MMIC la fonction de pré-amplification de la voie d'émission, le LNA, ainsi que les systèmes de switches RF.

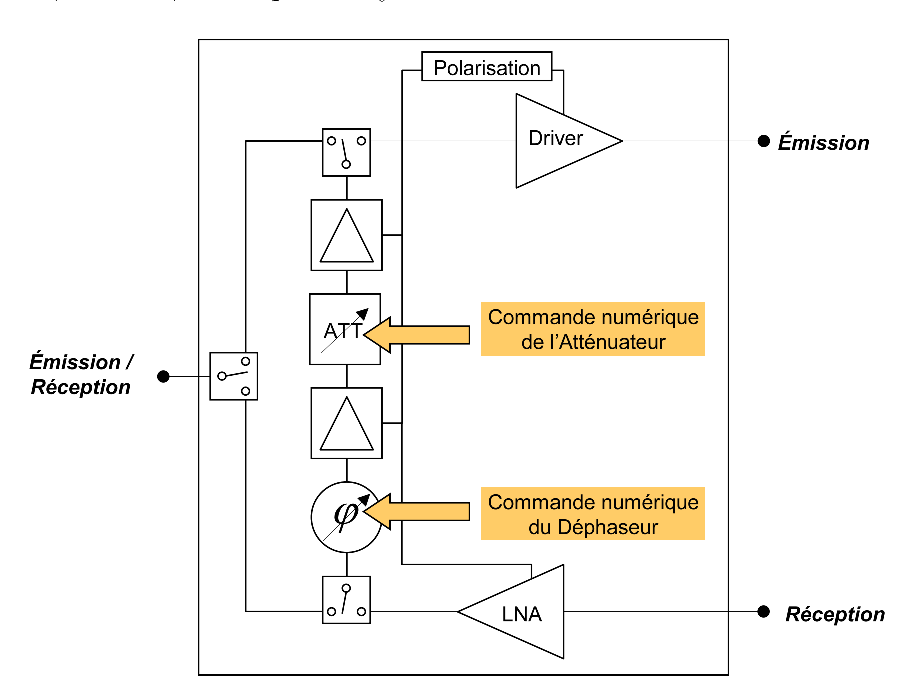


Fig. 1.17 – Synoptique d'une MFC de seconde génération

1.3.5.4 Technologies futures

[21][11][22][23]

- Matériaux grand gap : GaN

L'avenir des SSPAs est assuré par les matériaux grand gap, le SiC et en particulier le GaN. Ce dernier combine théoriquement réponse en fréquence et puissance délivrable,

grâce à une tension de claquage très supérieure aux solutions sur AsGa. Les densités de puissance récemment obtenues pour ces dispositifs sont de l'ordre de 6W/mm de développement en bande S et X [24][25]. Cette technologie est également prometteuse en terme de consommation puisque l'on peut minimiser les pertes en diminuant le courant, tirant parti de la meilleure tension de claquage. Les résultats démontrés sont extrêmement prometteurs [26], ces amplificateurs seront à même de fortement améliorer les performances des TRMs et en constituent l'avenir.

- MEMs

Il existe également un intérêt croissant pour la fonction de commutation offerte par les MEMs afin de remplacer d'une part les switches à base de transistors (saturés-bloqués) et d'autre part les déphaseurs à commandes logiques. En effet, les MEMs allient performances, intégration et faible consommation électrique.

- Interface TRMs - antennes élémentaires [10]

En terme d'encombrement, deux architectures se différencient au niveau de l'interface TRM - élément rayonnant :

L'architecture en "brique" est utilisée pour des applications terrestre ou aéroportée. Les TRMs se situent dans le plan perpendiculaire aux éléments rayonnants, un élément rayonnant étant associé à un seul TRM. Dans une telle architecture, les circuits d'alimentation et de commande sont situés à l'arrière des modules. L'espace entre les modules est consacré aux circuits de distribution des signaux HF, d'alimentation ainsi qu'aux systèmes de refroidissement.

L'architecture en "tuile" est utilisée dans le cas où le TRM repose sur un plan parallèle à celui des éléments rayonnants. Ce dispositif particulier est appliqué pour les antennes spatiales destinées à balayer une bande donnée. On peut ainsi associer en site ou en gisement plusieurs éléments rayonnants à un seul TRM. Ce dispositif offre alors de l'espace pour loger les circuits d'alimentation et de commande. Une telle architecture permet d'optimiser le volume alloué et contribue ainsi à la réduction du poids.

- Antennes conformables [27][28]

A l'heure actuelle, la plupart des réseaux d'antennes actives sont plans. Cependant, des efforts en terme d'architectures innovantes, de réduction de taille et de poids des TRMs sont réalisés afin d'offrir la capacité aux antennes actives d'épouser la forme de leur support. On parle alors d'antennes conformables ou antennes peau. Ces antennes, moins

encombrantes, plus discrètes d'un point de vue signature radar, pourront par exemple se loger sur les ailes d'un avion ou sur des missiles.

1.3.6 Défauts d'illumination et perturbations

Comme nous l'avons constaté précédemment, les performances des antennes actives sont très dépendantes des TRMs. Le diagramme de rayonnement théorique de l'antenne active sera éloigné du diagramme de rayonnement "réel" d'autant plus qu'il y a des incertitudes et des imprécisions, outre les aspects de déformation mécanique du réseau d'antennes. Les perturbations, provoquées par les TRMs, qui rendent le diagramme de rayonnement "réel" moins performant, ont différentes origines :

- dispersion des performances des composants du TRM ;
- dispersion de montage et d'assemblage ;
- désadaptations des composants au sein de la chaîne HF, créant des réflexions multiples ;
- dérives dues à la température des composants ;
- vieillissement des composants ;
- pannes d'éléments du TRM ou de TRMs.

Toutes ces perturbations affectent le diagramme de rayonnement et donc la précision sur le positionnement réel d'une cible. Compte tenu de la complexité de la structure des antennes actives, ces défauts doivent être pris en considération.

1.4 Étude des signaux radars et de leur impact sur le comportement des amplificateurs de puissance

1.4.1 Aspects temporels et fréquentiels associés

1.4.1.1 Aspect temporel

Les signaux utilisés pour les applications radar requièrent un fonctionnement en régime impulsionnel. Ce mode consiste à émettre le signal microonde sur un laps de temps très court, de l'ordre de quelques micro-secondes, de façon récurrente. Généralement, les radars fonctionnent par rafales d'impulsions, de largeur ou de récurrence fixe ou variable (mode "Staggering"). Ces rafales comportent environ une dizaine d'impulsions (train d'impulsions) composées d'un signal RF sinusoïdal modulé par un signal carré périodique. Les figures 1.18 et 1.19 illustrent respectivement la notion de rafale et d'impulsion radar.

Par rapport à un mode de fonctionnement CW continu et compte tenu des puissances

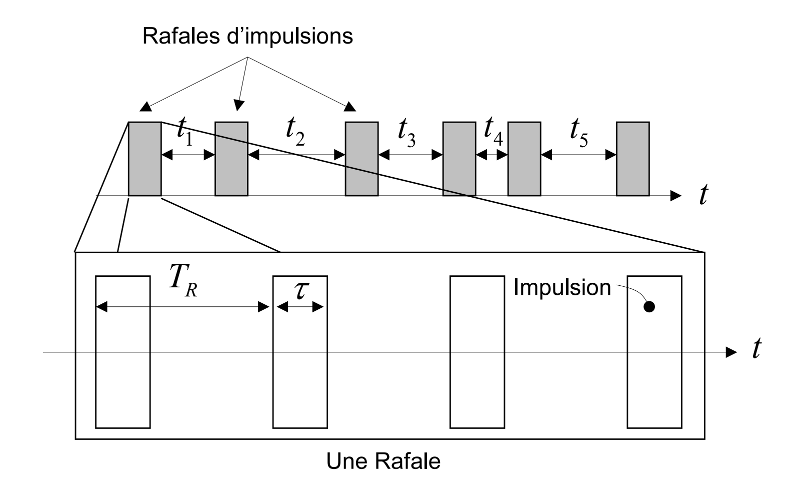


FIG. 1.18 – Allure temporelle d'enveloppe de rafales d'impulsions

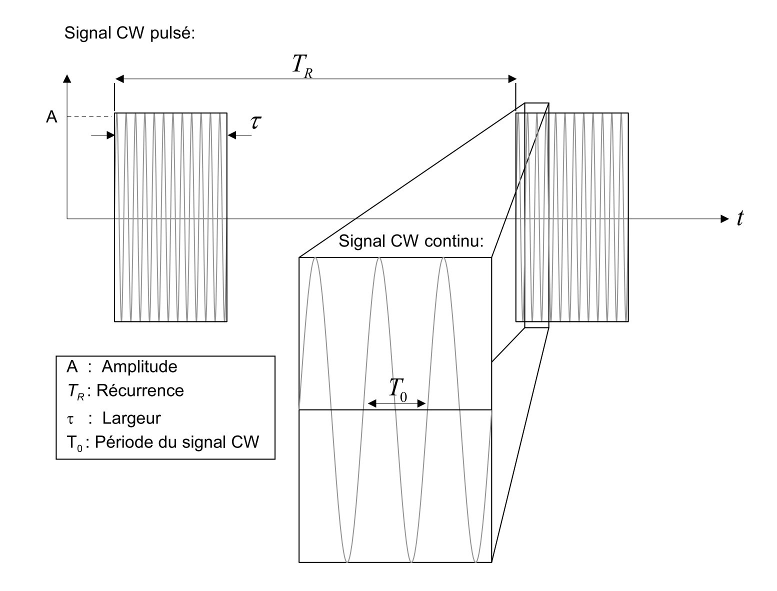


FIG. 1.19 – Allure temporelle d'une impulsion

mises en jeu, les signaux impulsionnels offrent l'avantage de limiter considérablement l'auto-échauffement des amplificateurs de puissance. En effet, la chute de mobilité des électrons dans le composant causée par cet auto-échauffement génère de fortes densités de courant qui entraînent une puissance dissipée très importante, dégradant de façon significative les performances du composant.

Les périodes où le signal est nul ("silence") permettent ainsi aux amplificateurs de se refroidir. La section 1.4.2.2 permettra d'étudier de manière plus détaillée les phénomènes d'auto-échauffement des amplificateurs de puissance soumis à de tels signaux.

- **Signal CW pulsé**

Un signal CW pulsé peut être représenté dans le domaine temporel par une sinusoïde

de période fondamentale T_0 et d'amplitude A, multipliée par une impulsion carrée de largeur τ. Le produit de ces deux signaux est ensuite convolué par un peigne de Dirac de récurrence T_R afin d'obtenir un train d'impulsions. Son expression mathématique s'écrit de la manière suivante :

$$x\left(t\right) = A \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T_0}t\right) \times \left[\sum_k rect_\tau\left(t - kT_R\right)\right] \tag{1.28}$$

La durée des impulsions définit la portée minimale du radar puisque pendant le temps d'émission, le système ne peut pas recevoir d'informations. Plus le rapport cyclique ($\frac{\tau}{T_0}$) sera fort, moins le temps consacré à la réception sera long. La notion de portée minimale d'un radar est définie par la relation $D_{min} = \frac{c\tau}{2}$. On notera que des impulsions courtes, de l'ordre de quelques micro-secondes, sont plus appropriées à une veille radar proche que les impulsions de plusieurs centaines de micro-secondes dédiées à la surveillance longue distance.

- **Compression d'impulsions**

Cette technique particulière permet d'améliorer les performances des radars, en particulier leur résolution en distance et leur rapport signal à bruit. Cette technique consiste à faire varier la fréquence RF au cours de l'impulsion de façon linéaire ou à l'aide de modulations non-linéaires plus complexes. Ces signaux sont communément appelés "chirp". Dans le cas d'une modulation linéaire en fréquence, le signal théorique est donné par la relation suivante :

$$S\left(t\right) = A \cdot e^{j2\pi\left(f_0 t + \frac{Bt^2}{2T}\right)} \quad \forall t \in \left[\frac{-T}{2}, \frac{T}{2}\right] \tag{1.29}$$

où f_0 représente la fréquence centrale du signal RF, B sa bande passante, A l'amplitude de l'impulsion et T sa durée.

La figure 1.20 présente un signal chirp en BDB, d'une durée de 10 μs, dans lequel la fréquence croît linéairement de 0 à 5 MHz :

En réalité, la fréquence varie de façon quasi-linéaire durant l'impulsion par N paliers de fréquences. A la réception, l'impulsion est filtrée par n filtres accordés à autant de fréquences différentes. Chaque portion de signal $f_0 \pm \Delta f_n$ est alors remise en phase et sommée à l'aide d'un combineur. Ce circuit de traitement permet à la réception de compresser le signal d'un facteur n. L'intérêt d'une modulation de fréquence à l'émission est donc de diminuer significativement la largeur d'impulsion après réception à travers un filtre adapté au signal émis et donc d'améliorer son pouvoir séparateur en distance d'un

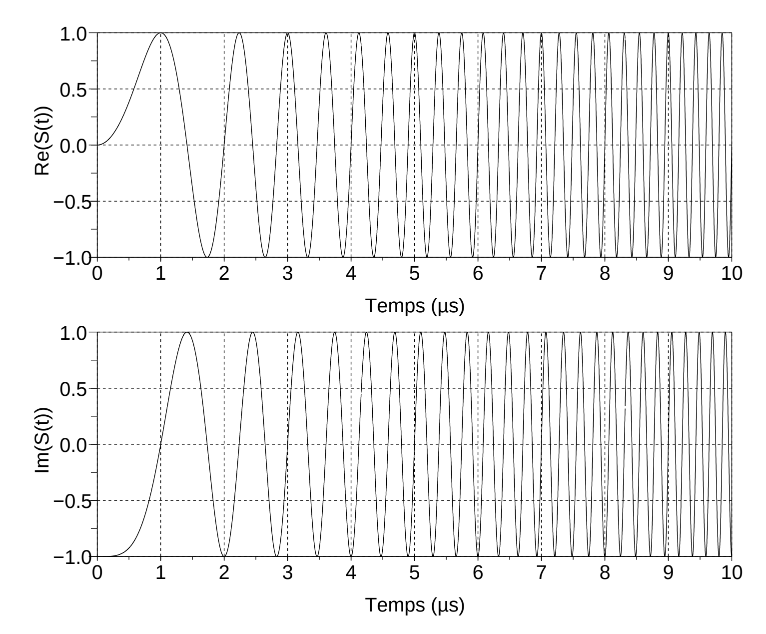


Fig. 1.20 – Allure temporelle en BDB d'un signal chirp de bande passante 5 MHz

facteur égal au nombre de paliers de fréquence utilisés dans l'impulsion d'émission.

Par ailleurs, l'augmentation de la puissance moyenne au moment de la sommation des différents tronçons permet d'améliorer le rapport signal à bruit puisque la puissance crête est augmentée.

De nombreuses distorsions, causées par les imperfections des différents composants servant au traitement du signal, viennent perturber le signal HF et l'allure temporelle des impulsions. Parmi les effets les plus gênants, on retrouve :

• **La transition** caractérise les fronts de montée et de descente non idéaux de l'impulsion, elle peut par exemple être linéaire, gaussienne, en escalier, exponentielle.

• **L'overshoot** se manifeste au moment de la transition entre un moment de silence et une impulsion. Il correspond à la forme du signal avant l'établissement de celui-ci autour de sa valeur de consigne.

• **Les fluctuations** se traduisent par une instabilité de l'amplitude des impulsions.

• **L'instabilité inter-pulse** se caractérise par l'apparition entre deux impulsions de signaux parasites impulsionnels et de très faible amplitude. Ces signaux parasites proviennent de perturbations électromagnétiques et essentiellement du comportement non-linéaire des amplificateurs utilisés dans la chaîne d'émission et des fuites engendrées par les différents éléments du système provoquant un phénomène de couplage entre

l'émission et la réception des signaux.

- **L'instabilité intra-pulse** représente les variations de phase et d'amplitude pendant une impulsion. Le comportement non-linéaire et les effets thermiques importants dans les amplificateurs de puissance sont responsables de ce phénomène.

- **L'instabilité impulsion à impulsion** caractérise les variations en phase et en amplitude entre deux impulsions consécutives. Ce phénomène est lié à deux types de perturbations, externes aux amplificateurs de puissance, causées par des instabilités des signaux de polarisation et intrinsèques, dont le principal est l'effet thermique [29].

Dans la section suivante, nous examinerons les phénomènes dispersifs et dégradant les performances de l'amplificateur de puissance. Nous soulignerons également ceux qui sont exacerbés dans le contexte radar, plus précisément par le caractère impulsionnel des signaux à émettre et par l'interaction forte avec le patch.

1.4.2 Effets impliqués sur un amplificateur de puissance

Les principaux effets non linéaires présents au sein des amplificateurs de puissance sont les effets de mémoires et de désadaptations à leurs accès.

Les effets de mémoire dans les amplificateurs correspondent à un changement de comportement du dispositif selon la rapidité des signaux d'excitation. Plus précisément, le signal de sortie ne dépend plus seulement de l'entrée à l'instant t, mais de tous les instants précédents du signal d'entrée jusqu'à une durée correspondante à la constante de temps de l'effet mémoire le plus long.

Ces effets indésirables ont des origines diverses, telles que les éléments réactifs des circuits d'adaptation et de polarisation, les boucles de rétroaction, ou des phénomènes électriques et électrothermiques présents dans les semi-conducteurs.

Afin de clarifier l'origine des différents phénomènes dispersifs, la distinction entre les effets de mémoire dits "haute fréquence" de ceux "basse fréquence" est souvent faite [30][31][32].

Il est à noter que les différents types d'effets de mémoire et leurs conséquences sur le circuit dépendent fortement du type de signaux d'excitation. Dans le cadre de nos travaux de thèse, nous proposons ici une analyse sur des signaux de type radar.

1.4.2.1 Effets de mémoire hautes fréquences

Les effets de mémoire hautes fréquences (mémoire HF) sont associés à des constantes de temps courtes, du même ordre de grandeur que la période de la porteuse. Ils

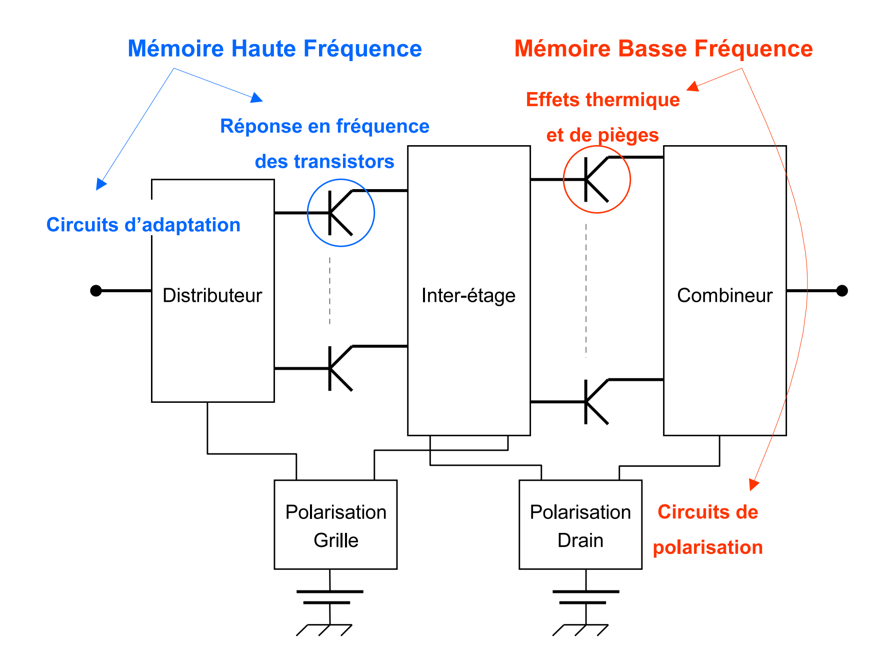


Fig. 1.21 – Origine des différents effets non-linéaires de mémoire dans un amplificateur

proviennent des éléments réactifs présents dans les circuits d'adaptation et des caractéristiques physiques des éléments semi-conducteurs. Ce phénomène se traduit par le fait que les amplificateurs ont un comportement différent selon la fréquence du signal qui leur est appliquée. Cette mémoire est donc exacerbée dans le cas où le stimuli de l'amplificateur est un signal de type chirp.

- Réponse en fréquence des transistors

La dépendance en fréquence des éléments semi-conducteurs a pour origine le caractère non idéal des lignes d'accès ainsi que des caractéristiques diélectriques des jonctions et substrats des composants. La figure 1.22 montre un exemple de courbes de paramètres [S] sur un transistor HBT sur InGaP/GaAs.

Cependant, la majorité des effets mémoire HF pour des dispositifs à bande limitée provient de l'interaction entre les transistors et les différents circuits d'adaptation HF qui permettent de distribuer, combiner et diriger les signaux utiles.

- Interaction transistor - circuit d'adaptation

Les différents circuits d'adaptation nécessaires à la réalisation d'un amplificateur de puissance permettent de présenter les impédances optimales aux accès des transistors, de diviser ou de combiner la puissance des différents signaux fournis par chaque cellule élémentaire et d'assurer le bon cheminement des signaux RF et DC. Ces circuits sont

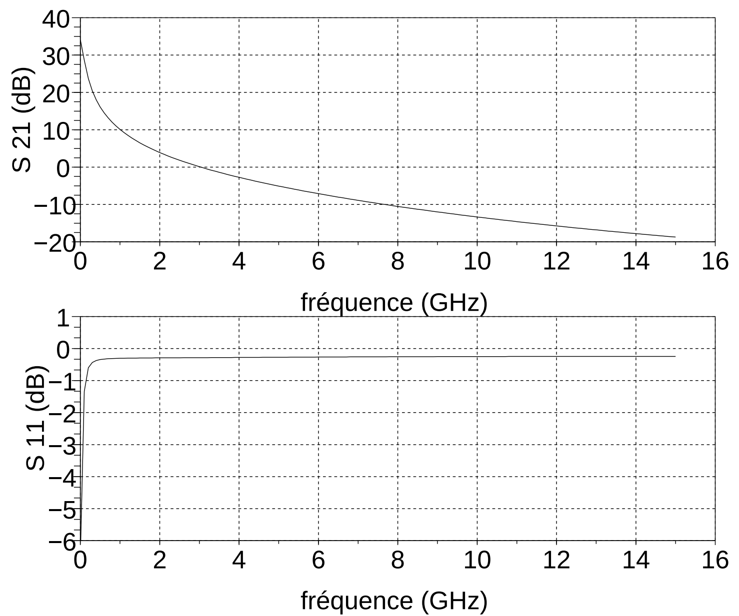


FIG. 1.22 – Paramètres S_{11}(dB) et S_{21} (dB) d'un transistor HBT

conçus pour avoir un fonctionnement optimisé sur toute la bande de fonctionnement du dispositif. Cependant, l'adaptation sur l'ensemble de la bande n'est pas idéale, selon la fréquence et la puissance du signal, le transfert d'énergie entre les différents étages est plus ou moins bien maîtrisé. Suivant les caractéristiques des transistors et la topologie de l'amplificateur considérée, des interactions plus ou moins complexes interviennent entre les circuits d'adaptation et les transistors.

Cet effet peut être simplement mis en évidence en présence d'un signal CW balayé en fréquence sur sa bande passante. La figure 1.23 présente les résultats issus du logiciel d'ADS (Agilent Technologies') pour un amplificateur de puissance en bande S (2.1 GHz) composé de quatre transistors HBTs sur InGaP/GaAs ($20 \times 2 \times 70\ \mu m^2$).

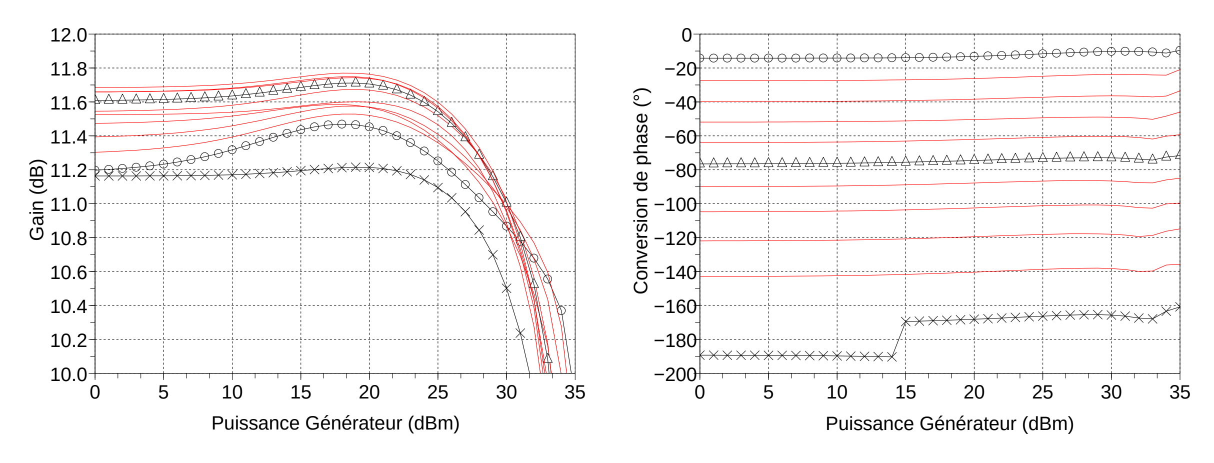


FIG. 1.23 – Simulation CW du gain et conversion de phase d'un amplificateur paramétré en fréquence (f_{min}=1.95 GHz (○), f_{max}=2.25 GHz (×) et f_0=2.1 GHz (Δ))

On remarque une dispersion importante de la réponse de l'amplificateur en fonction de la fréquence d'excitation, résultant des effets de filtrage des réseaux d'adaptation. L'entrelacement des courbes de gain indique également le caractère non linéaire des effets de mémoire.

On soumet maintenant cet amplificateur à un signal radar de type chirp à l'aide d'une simulation en "transitoire d'enveloppe". L'impulsion, d'une durée de 10 μs et d'une puissance d'entrée correspondant au fonctionnement de l'amplificateur à la compression, est modulée linéairement en fréquence de 0 à 100 MHz. Afin de ne visualiser que les effets de mémoire HF, le circuit en charge de représenter le comportement thermique de l'amplificateur est déconnecté. La figure 1.24 présente l'enveloppe des impulsions d'entrée et de sortie.

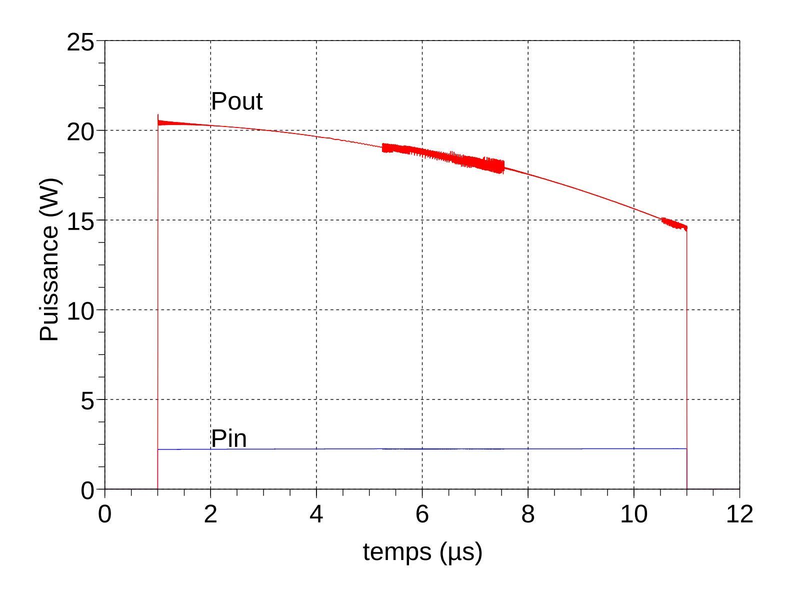


Fig. 1.24 – Impulsions en entrée et sortie de l'amplificateur *(effet thermique coupé)*

On constate que l'impulsion amplifiée est fortement dépendante de la fréquence RF du signal, le type d'excitation choisi ici exacerbant l'effet mémoire responsable de ce phénomène. Cette chute de puissance, traduisant les effets de mémoire HF, est causée par une forte dispersion fréquentielle du signal due aux réseaux passifs d'adaptation qui possèdent un temps de propagation de groupe (TPG) différent pour chaque fréquence.

Ce résultat permet ainsi de conclure que les réseaux passifs d'un amplificateur sont majoritairement responsables de l'effet mémoire HF.

1.4.2.2 Effets de mémoire basses fréquences

Les effets de mémoire basses fréquences (mémoire BF), ou mémoire à long terme, sont causés par deux phénomènes aux constantes de temps longues, du même ordre de grandeur que l'enveloppe du signal d'excitation.

Les phénomènes électrothermiques proviennent de l'altération du comportement en température des éléments semi-conducteurs des transistors, provoquant leur auto-échauffement.

Les phénomènes électriques concernent à la fois les effets de transitoire des circuits de polarisation causés par la variation de charge des circuits d'adaptation d'impédance et de polarisation mais également d'éventuels effets de pièges existants dans les structures des transistors.

La thèse de C. Mazière a permis une analyse très pointue des effets mémoire BF, ainsi qu'une analyse de leurs conséquences sur des signaux de télécommunications [33]. Il ressort que les effets mémoire BF sont exacerbés lorsque les amplificateurs sont soumis à des signaux modulés d'enveloppe variable utilisés en télécommunication. Ces effets sont donc moins sensibles aux signaux radars qui ont généralement une enveloppe constante. Cependant, les fortes puissances mises en jeu pour de tels signaux entraînent des effets thermiques. Nous nous proposons ici d'étudier l'impact de ces effets sur des amplificateurs face à des signaux radars.

- Effets thermiques

Le comportement thermique d'un amplificateur résulte de la température ambiante en son sein et de l'auto-échauffement des transistors [34][35]. Cet auto-échauffement est provoqué par l'élévation de la température de jonction des transistors en fonction de la puissance dissipée. Ainsi lorsque la puissance augmente, la température du composant augmente également, ce qui provoque une baisse de la mobilité des porteurs.

Afin de caractériser l'auto-échauffement des transistors, un circuit thermique équivalent RC parallèle est défini au coeur du modèle circuit du transistor [36][37]. La topologie passe-bas du circuit donne une bonne représentation de la dynamique du phénomène d'échauffement, le produit de la résistance thermique R_{th} ($^{\circ}C/W$) et de la capacité thermique C_{th} ($J/^{\circ}C$) correspondant à la constante de temps thermique τ_{th} du transistor.

Ce réseau est parcouru par un courant qui traduit la variation de puissance dissipée instantanée du transistor $P(t)$. La tension relevée aux bornes de la résistance thermique correspond alors à une variation de température $\Delta T = T_j - T_{ref}$ où T_j représente la température de jonction du transistor et T_{ref} sa température de socle initiale. Cette

C_{th} R_{th} $\Delta T = T_j - T_{ref} = R_{th} \cdot P_{diss}$

$P(t) = V_D(t) \cdot I_D(t) + V_G(t) \cdot I_G(t)$

FIG. 1.25 – Réseau thermique classique d'évaluation de la température (1 cellule)

caractérisation thermique indique donc l'élévation de température du transistor par rapport à la température ambiante lorsque celui-ci dissipe une puissance électrique. Ce modèle du premier ordre ne permet pas d'estimer précisément la distribution de température dans le composant mais en donne une évaluation moyenne.

Afin d'illustrer l'impact de ces effets thermiques soumis à une impulsion radar, le circuit thermique est reconnecté au modèle des transistors de l'amplificateur. La figure 1.26 présente l'allure temporelle de la température moyenne du transistor soumis à une impulsion de 10 μs.

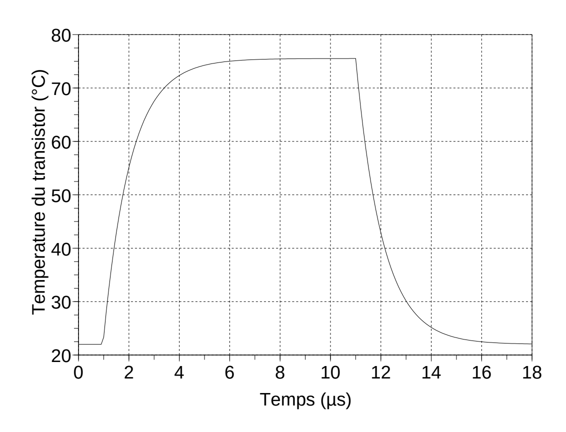


FIG. 1.26 – Évolution de la température moyenne du transistor soumis à une impulsion

Les profils temporels du courant et de la tension au collecteur ainsi que celui de la puissance de sortie sont présentés sur la figure 1.27. Il apparaît que l'effet thermique est le principal responsable des overshoots que l'on peut constater sur chacune des courbes. En effet, la durée correspondant au temps d'établissement de la température du transistor est identique à celles du courant, de la tension et de la puissance de sortie.

En conclusion, il ressort qu'au court de l'impulsion, la température au sein du transistor augmente de rapidement. Cependant, le fonctionnement en mode pulsé permet au transistor de se refroidir pendant les moments où le signal RF est coupé. Ce type de signal contribue ainsi à limiter l'auto-échauffement dans ces composants et donc dans l'amplificateur de puissance.

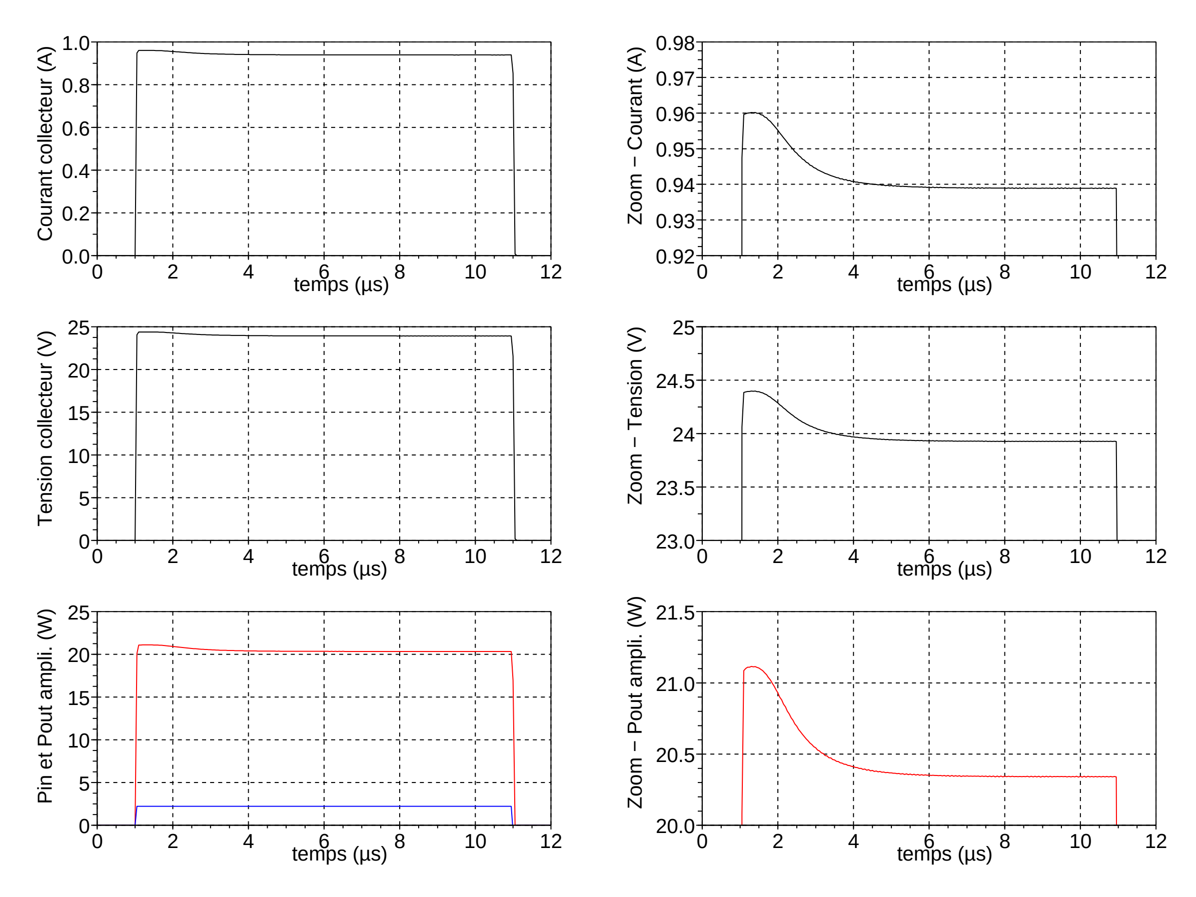


FIG. 1.27 – Impact du courant et de la tension au collecteur du transistor sur la puissance de sortie de l'amplificateur

- Effets de pièges [38]

Les phénomènes de pièges se rencontrent surtout dans les transistors à effets de champs. Ces défauts sont principalement causés par le comportement non idéal du substrat utilisé. Les processus de capture et d'émission de porteurs ont un comportement transitoire dont la durée varie de quelques μs à plusieurs ms.

- Interaction transistors - circuit de polarisation

Cet effet mémoire provient de l'environnement électrique externe aux transistors, en particulier des impédances de fermeture présentées par les circuits de polarisation à leurs accès [39], figure 1.28. Cet effet, qui existe dans le cas d'excitations multi-porteuses, est dû à la modulation BF du point de polarisation des transistors (produits d'intermodulation retombant en BF). On note alors des performances dégradées en terme de linéarité et de puissance pour les fréquences de battement proches du cas où les impédances de fermeture

des transistors se rapprochent du circuit ouvert.

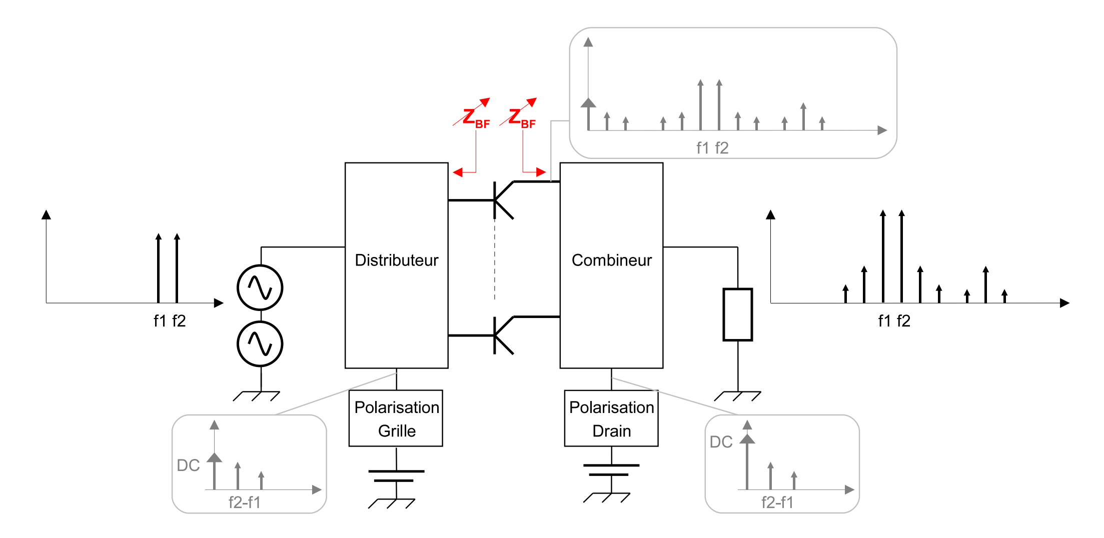


FIG. 1.28 – Interaction transistor - circuit de polarisation

1.4.2.3 Effets de variation de la charge présentée à l'amplificateur de puissance

La chaîne hyperfréquence des TRMs est conçue pour qu'il y ait la meilleure adaptation possible entre les éléments. Dans la plupart des cas, les amplificateurs de puissance sont conçus pour avoir un fonctionnement optimal sur une charge de référence de 50 Ω. Cependant, à l'émission, la structure même d'une antenne active engendre des réflexions d'ondes (TOS $\neq$ 1), causées par les variations d'impédances que peuvent présenter en aval le circulateur et l'antenne rayonnante, figure 1.29.

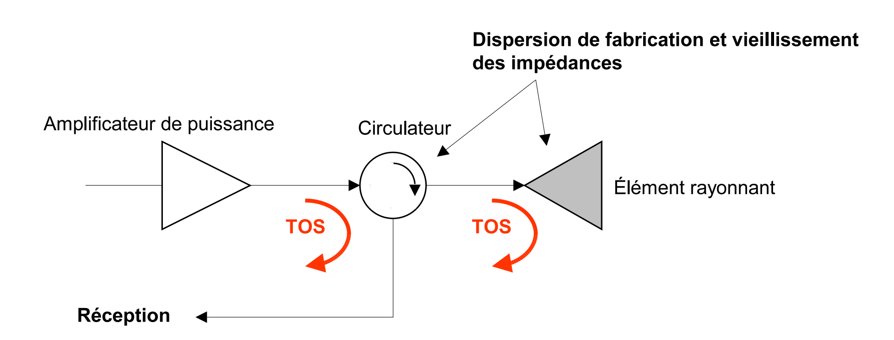


FIG. 1.29 – Éléments constitutifs de la charge d'un amplificateur de puissance au sein d'un TRM

Les amplificateurs de puissance sont donc souvent amenés à fonctionner sur une charge différente de celle de conception correspondant à leur performances optimales, en terme de puissance de sortie, de gain ou de rendement, ce qui engendre une dégradation du signal émis.

Ces effets sont difficilement quantifiables puisque propres à un circuit. Néanmoins, nous présentons quelles peuvent être les conséquences de la variation de la charge sur un amplificateur bande X à deux étages, à sa fréquence de travail (10.25 GHz), figures 1.30 et 1.31.

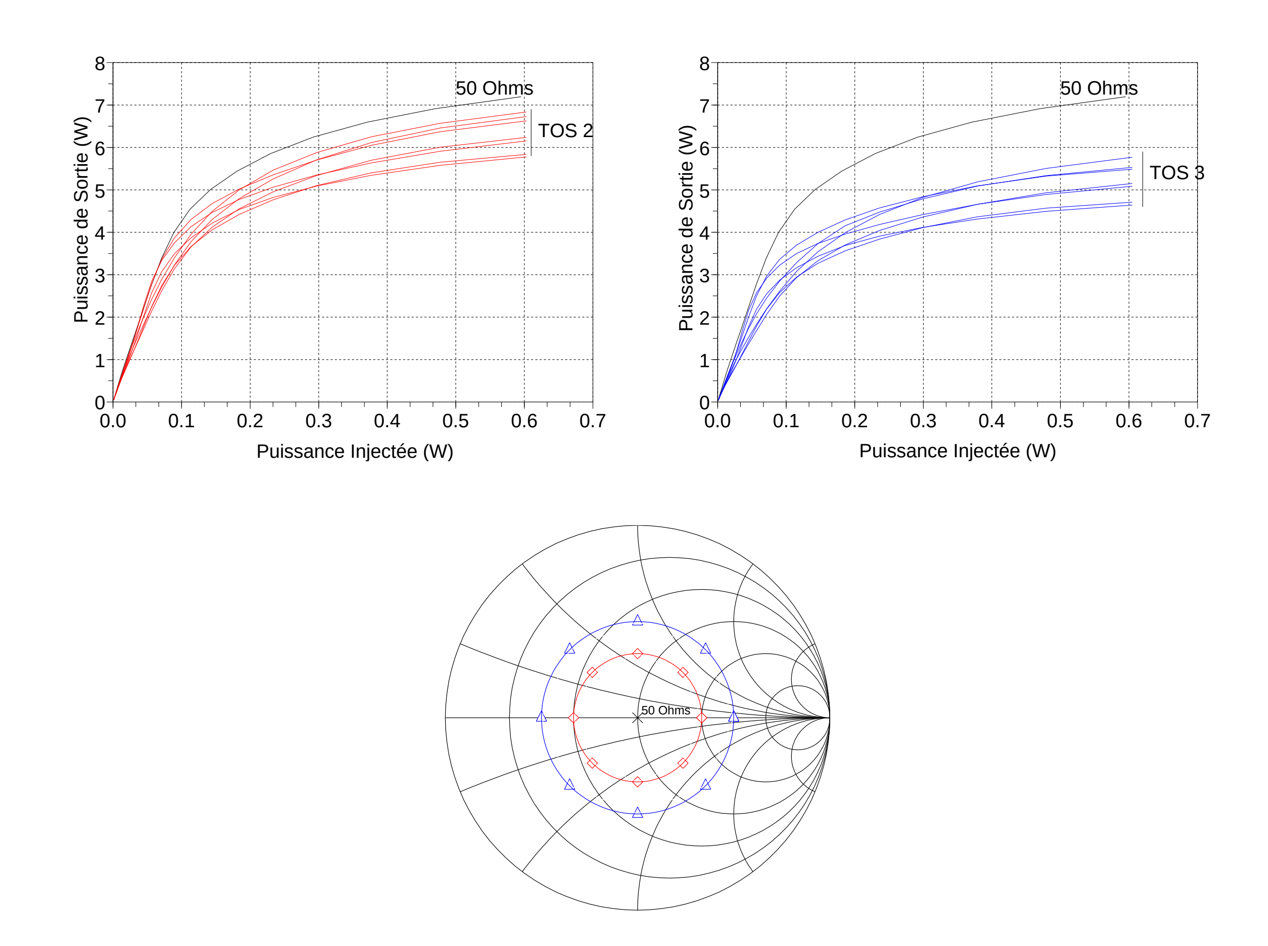


FIG. 1.30 – Puissance de sortie en fonction de la puissance injectée pour plusieurs impédances de charge [50 Ω, TOS 2 (◇), TOS 3 (Δ)]

Il apparaît clairement sur ces figures que les performances de puissance de sortie de l'amplificateur se dégradent fortement, quasiment de la moitié, quand sa charge s'éloigne de l'optimum de conception.

Néanmoins, l'entrelacement des courbes du gain et de phase de l'amplificateur à la compression, figure 1.31, indique que cette dégradation est de type non-linéaire et très dépendante de la phase de la charge présentée.

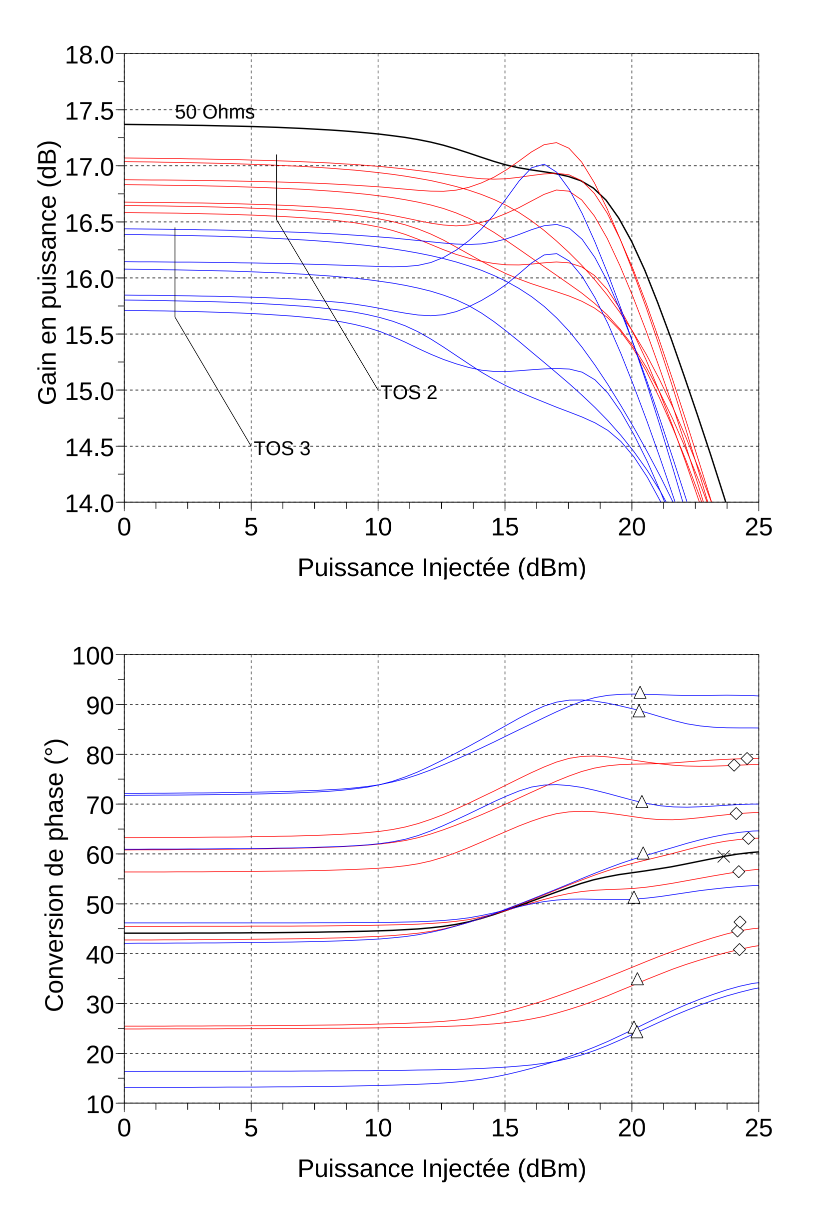


FIG. 1.31 – Variation du gain et de la phase de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée (dBm) pour plusieurs impédances de charge

1.5 Conclusion

La première partie de ce chapitre présente les différents champs d'application des radars, leur principe de fonctionnement ainsi que les principaux éléments constitutifs. Afin de mieux appréhender la problématique de nos travaux de thèse, nous avons introduit le principe des radars à balayage électronique actifs et souligné leurs intérêts.

Puis, dans l'optique de la modélisation comportementale de l'amplificateur de puissance, nous avons développé de manière approfondie l'étude de l'architecture du module d'émission/réception et son fonctionnement.

Enfin, l'étude des signaux employés en radar, nous a permis de mettre en avant les

différents effets non-linéaires présents dans les amplificateurs de puissance dans le contexte des antennes actives.

En effet, les aspects de puissance et de phase de sortie du TRM doivent être parfaitement maîtrisés car ils conditionnement directement le diagramme de rayonnement. En cas de modification notable de ces paramètres, c'est le diagramme qui en est changé. Les effets non linéaires présents dans les amplificateurs de puissance doivent être maîtrisés lors de la conception d'une antenne active compte tenu de sa position en aval du contrôle en amplitude et en phase (MFC) du TRM. Aucune correction n'est alors envisageable sur le signal émis une fois amplifié.

Les TRMs qui sont actuellement simulés à l'émission à l'aide de simples modèles AM/AM-AM/PM @ f_0, nécessitent des modèles systèmes plus performants afin d'améliorer la prédiction de leur comportement. Les effets présentés précédemment sont des sources d'instabilité, il ressort que dans ce cadre d'application radar trois effets non-linéaires se distinguent.

L'effet de mémoire HF est engendré principalement par les circuits passifs présents dans les amplificateurs et peut avoir un impact très important dans le cas de signaux impulsionnels "chirpés".

L'effet de mémoire BF est ici essentiellement induit par les effets thermiques liés à l'auto-échauffement des transistors. Cependant, l'emploi de signaux pulsés en radar permet d'en limiter les conséquences.

Enfin, les éléments en aval de l'amplificateur de puissance (circulateur et antenne élémentaire) engendrent une variation importante de sa charge qui implique une dispersion importante de ses caractéristiques en puissances et impactent donc directement les commandes appliquées aux patchs.

Un effort particulier doit être apporté à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance dans l'optique de prendre en compte l'ensemble de ces phénomènes et de les répercuter dans les simulateurs globaux d'antennes actives et donc de pouvoir quantifier leurs effets.

Dans le cadre de cette thèse, le travail effectué est limité au développement d'un modèle d'amplificateur permettant la prise en compte du TOS, toutefois en laissant ouverte la possibilité de prendre en compte les effets thermiques et de mémoire HF grâce à un concept général développé dans le chapitre 3.

1.6 Bibliographie

[1] J. Darricau, *Physique et Théorie du Radar.* SODIPE, 1993.

[2] M. Carpentier, *Radar : Bases Modernes.* Masson, 1993.

[3] J.-M. Colin, *Le radar, Théorie et pratique.* Ellipses, 2002.

[4] F. Le Chevalier, *Principles of Radar and Sonar Signal Processing.* Artech House Publishers, 2002.

[5] R.-C. Kley and W. Porter Hull, "Solid-State Phased Array (SSPA) Performance," in *IEEE International Radar Conference*, 1990, pp. 298–303.

[6] L. Josefsson, L. Erhage, and T. Emanuelson, "An AESA Development Model for Next Generation Fighter Aircraft Radar," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 1996, pp. 454–457.

[7] P.-N. Drackner and B. Engström, "An Active Antenna Demonstrator For Future AESA-Systems," in *IEEE International Radar Conference*, 2005, pp. 226–231.

[8] U. Fuchs and W. Sieprath, "Advanced Ground-based ESCAN Radars," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.

[9] H. Hommel and H.-P. Feldle, "Current status of airborne active phased array (AESA) radar systems and future trends," in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 12-17 June 2005, p. 4pp.

[10] D. Parker and D.-C. Zimmermann, "Phased Arrays - Part I : Theory and Architectures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 678–687, March 2002.

[11] ——, "Phased Arrays - Part II : Implementations, Applications, and Future Trends," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 688–698, March 2002.

[12] E. Brookner, "Phased Arrays for the New Millennium," in *2001 CIE International Conference On Radar*, 2001, pp. 34–41.

[13] S. Panaretos, C. Shoda, R. Relatores, J. Gordon, P. Curtis, and D. Parker, "A Broadband, Low-Sidelobe, Dynamic Weighting, Three-Channel Receive, X-band Active Array," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1996, pp. 1573–1576.

[14] H.-P. Feldle, A.-D. McLachlan, and Y. Mancuso, "Transmit/Receive Modules for X-band Airborne Radar," in *Radar 97*, 1997, pp. 391–395.

[15] J.-H.-G. Ender, H. Wilden, U. Nickel, R. Klemm, A.-R. Brenner, T. Eibert, and D. Nübler, "Progress in Phased-Array Radar Applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, pp. 1445–1448.

[16] A. Cetronio, M. Cicolani, S. Maccaroni, and L. Marescialli, "High Performance/Low Cost Multi-domain Application T/R Modules Based on a "Re-use Core-module" Concept," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006.

[17] A.-D. McLachlan, M. Dunn, G.-D. Morrison, J. Forbes, and R. Peall, "T/R Modules for Airborne Radar : The Challenges Ahead," in *European Microwave Conference*, 2005, pp. 809–812.

[18] H. Thiesies and H. Berg, "A Phase and Amplitude Control Front End Chip in SiGe for Phased-Array C-band Radar Applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.

[19] N. Billstrom, H. Berg, K. Gabrielson, E. Hemmendorff, and M. Hertz, "T/R "core chips" for S-, C- and, X-band radar systems," in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, vol. 2, 13 Oct. 2004, pp. 1029–1032.

[20] F.-E. van Vliet and A. de Boer, "Fully-integrated core chip for X-band phased array T/R modules," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2004, pp. 1753–1756.

[21] H. Hommel and H.-P. Feldle, "Current Status of Airborne Active Phased Array (AESA) Radar Systems Future Trends," in *European Microwave Conference*, 2004, pp. 1517–1520.

[22] P. Lacomme, "New Trends in Airborne Phased Array Radars," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2003, pp. 17–22.

[23] Y. Mancuso, P. Gremillet, and P. Lacomme, "T/R-Modules Technological and Technical Trends for Phased Array Antennas," in *European Microwave Conference*, 2005, pp. 817–820.

[24] E. Mitani, M. Aojima, A. Maekawa, and S. Sano, "An 800-W AlGaN/GaN HEMT for S-band High-Power Application," in *CS MANTECH Conference*, May 14-17 2007, pp. 213–216.

[25] M.-Y. Kao, C. Lee, R. Hajji, P. Saunier, and H.-Q. Tserng, "AlGaN/GaN HEMTs with PAE of 53% at 35GHz for HPA and Multi-Function MMIC Applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2007, pp. 627–630.

[26] P. Schuh, R. Leberer, H. Sledzik, M. Oppermann, B. Adelseck, H. Brugger, R. Behtash, H. Leier, R. Quay, and R. Kiefer, "20W GaN HPAs for Next Generation X-Band T/R-Modules," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 726 – 729.

[27] M. Schreiner, H. Leier, W. Menzel, and H.-P. Feldle, "Architecture and Interconnect Technologies for a Novel Conformal Active Phased Array Radar Module," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 567–570.

[28] A. Moussessian, L. Del Castillo, J. Huang, G. Sadowy, J. Hoffman, P. Smith, T. Hatake, C. Derksen, B. Lopez, and E. Caro, “An active membrane phased array radar,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, pp. 1711–1714.

[29] C. Salmer, P. Eudeline, and P.-A. Rolland, “Pulse to Pulse Stability of Solid State Transmitter Module for Radars Application,” in *European Microwave Conference*, 1998, pp. 79–84.

[30] W. Bösch and G. Gatti, “Measurement and Simulation of Memory Effects in Predistortion Linearizers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1889–1890, December 1989.

[31] J.-H.-K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J.-P.-A. Manninen, “Measurement Technique for Characterizing Memory Effects in RF Power Amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1383–1389, August 2001.

[32] N. Le Gallou, “Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d’amplificateurs de puissance,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Novembre 2001.

[33] C. Mazière, “Modélisation comportementale d’amplificateurs à mémoire pour des applications à larges bandes utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Novembre 2004.

[34] D. Lopez, “Intégration dans un environnement de simulation circuit d’un modèle électrothermique de transistor bipolaire à hétérojonction issu de simulations thermiques tridimentionnelles,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Mars 2002.

[35] S. Boumaiza and F.-M. Ghannouchi, “Thermal Memory Effects Modeling and Compensation in RF Power Amplifiers and Predistortion Linearizers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 2427–2433, December 2003.

[36] C. Charbonniaud, “Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l’amplification de puissance micro-onde,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Octobre 2005.

[37] M. Rudolph, “Uniqueness Problems in Compact HBT Models Caused by Thermal Effects,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 5, pp. 1399–1403, May 2004.

[38] S.-C. Binari, P.-B. Klein, and T.-E. Kazior, “Trapping effects in GaN and SiC Microwave FETs,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, June 2002, pp. 1048–1058.

[39] N. Le Gallou, J. Nebus, E. Ngoya, and H. Buret, "Analysis of low frequency memory and influence on solid state hpa intermodulation characteristics," in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol. 2, 20-25 May 2001, pp. 979–982.

Chapitre 2 :

Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance

2.1 Introduction

Les techniques de simulation CAO dites *"circuit"*, permettant la conception des fonctions électroniques de base, sont aujourd'hui très éprouvées et largement implémentées dans les simulateurs commerciaux. Cependant, ces techniques restent inadaptées à la simulation d'ensembles électroniques complexes, tels qu'une chaîne d'émission ou de réception microonde, en regard de leur coût de calcul alors prohibitif.

La modélisation comportementale ou *"système"* trouve alors son utilité dans la simulation système de telles fonctions puisqu'elle permet d'en diminuer de façon significative le temps de calcul. Ces techniques de modélisation font l'objet depuis ces dernières années de travaux importants à l'origine de nombreuses approches dans un souci d'améliorer la précision des modèles sans en altérer le coût de simulation.

La modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance, briques élémentaires des systèmes analogiques de communication, en prend une large part. De très nombreux travaux ont été menés pour caractériser les relations non-linéaires dans les amplificateurs de puissance, comme en témoigne l'importante production scientifique associée. L'utilisation de ces modèles doit être guidée en fonction du champ d'application ou du degré de finesse attendue, sans oublier la problématique d'identification et d'implémentation efficace dans un environnement de simulation système. Finalement, la qualité d'un modèle se fait par rapport au compromis finesse/coût de calcul vis à vis d'une approche circuit.

Dans ce chapitre, les techniques de simulation circuit seront introduites, avant de présenter les principes liés à la modélisation comportementale et les différents approches qui se distinguent.

Les modèles unilatéraux, qui caractérisent le port de sortie d'un amplificateur par une relation non linéaire en fonction de son port d'entrée, sont les plus répandus et les plus aboutis. Il en existe différentes approches capables de prendre en compte les effets de mémoire HF et BF des amplificateurs ou la température de fonctionnement.

Cependant, aucun de ces modèles ne peut prendre tenir en compte les effets induit par une désadaptation de charge, aspect fondamental de notre problématique. Les modèles bilatéraux, capables de remplir cette fonction, seront alors introduits. Le principe récent des *paramètres S fort-signal*, qui consiste à définir une relation non linéaire caractérisant l'amplificateur par une expression similaire aux paramètres S, sera plus particulièrement détaillé, puis appliqué sur un exemple.

2.2 Méthodes de simulation des circuits non linéaires

Les outils de simulation des circuits non linéaires sont à l'heure actuelle très répandus et très aboutis. Les principales méthodes de simulation des circuits non-linéaires sont :

- l'Intégration Temporelle (IT) ;
- l'Équilibrage Harmonique (EH ou HB - Harmonic Balance) ;
- le Transitoire d'Enveloppe (TE).

Ces techniques étant maintenant très démocratisées dans les simulateurs, nous nous bornerons ici à donner leur principe et d'en donner les caractéristiques essentielles, ceci afin de constater qu'elles ne sont pas réellement adaptées à la simulation d'ensembles plus conséquents.

2.2.1 Intégration Temporelle

Cette méthode repose sur l'analyse nodale temporelle du circuit à étudier. Chaque composant de base du circuit (résistance, inductance, capacité, etc...) est caractérisé par son modèle mathématique temporellement ($i(t) = \frac{1}{R} \cdot v(t)$, $i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int v(t)$, $i(t) = C \cdot \frac{dv(t)}{dt}$, etc...). Le circuit physique total est alors décrit par un système d'équations différentielles algébriques ordinaires issu des contraintes de connexions imposées par les lois de Kirchhoff dans le circuit.

La résolution de ce système d'équations s'effectue numériquement par discrétisation de l'axe temporel. Partant des conditions initiales à t_0, l'équation d'équilibre $f\left(x\left(t\right), t\right)$ associée au circuit est résolue séquentiellement jusqu'à l'établissement du régime permanent.

L'IT est la méthode de simulation des circuits non-linéaires la plus naturelle et la plus précise puisque sa résolution donne accès au régime transitoire et à l'état établi du circuit analysé. Un autre avantage réside en outre dans sa capacité à gérer correctement tout type d'excitation (périodique, impulsionnelle,etc.).

Cette méthode, très employée dans le cas d'applications traitant des signaux en BDB, rencontre deux difficultés majeures pour des applications aux fréquences microondes, inhérentes au calcul nécessaire du régime transitoire. Le pas d'échantillonnage temporel conditionné par la période des signaux utilisés reste un point bloquant aux fréquences microondes pour l'utilisateur de cette approche, à l'origine d'ailleurs du développement des méthodes balistiques. D'autre part, à de telles fréquences, les conceptions font souvent appel à des lignes distribuées. La résolution de ces éléments fait alors intervenir des produits de convolution, le coût de calcul s'en trouvant encore une fois augmenté.

Ces limitations rencontrées pour des applications de l'ordre du GHz ont été partiellement levées grâce à l'utilisation d'autres méthodes qui permettent de calculer le régime permanent en évitant celui du transitoire.

Dans le cas d'excitations périodiques, les méthodes utilisées sont soit celles aux différences finies, soit celles de "tirs", respectivement associées à la résolution d'un problème de conditions aux limites ou initiales. Parmi ces approches, nous nous attarderons en particulier sur la méthode d'HB, employée dans la majorité des outils de simulation de circuits microondes, moins restrictive que les précédentes quant à son extension à l'analyse de régimes quasi-périodiques.

2.2.2 Équilibrage Harmonique

Cette méthode de simulation est la plus répandue dans le cadre des analyses non-linéaires des circuits, particulièrement performante en présence d'éléments distribués, de filtres à bande étroite, de circuits oscillants.

L'HB est basé sur une séparation en deux sous-ensembles du circuit à analyser [1][2]. L'un regroupe tous les éléments linéaires du circuit (résistances, lignes,etc.) qui seront caractérisés dans le domaine fréquentiel. L'autre sous-ensemble est constitué des éléments non-linéaires du circuit (diodes, capacités non-linéaires,etc.), plus aisé à caractériser dans le domaine temporel, à l'aide de méthodes de résolution d'équations différentielles similaires à celles utilisées pour les solutions d'IT. Le passage entre les deux sous-ensembles est réalisé au moyen de transformées de Fourier directes et inverses comme le montre la figure 2.1.

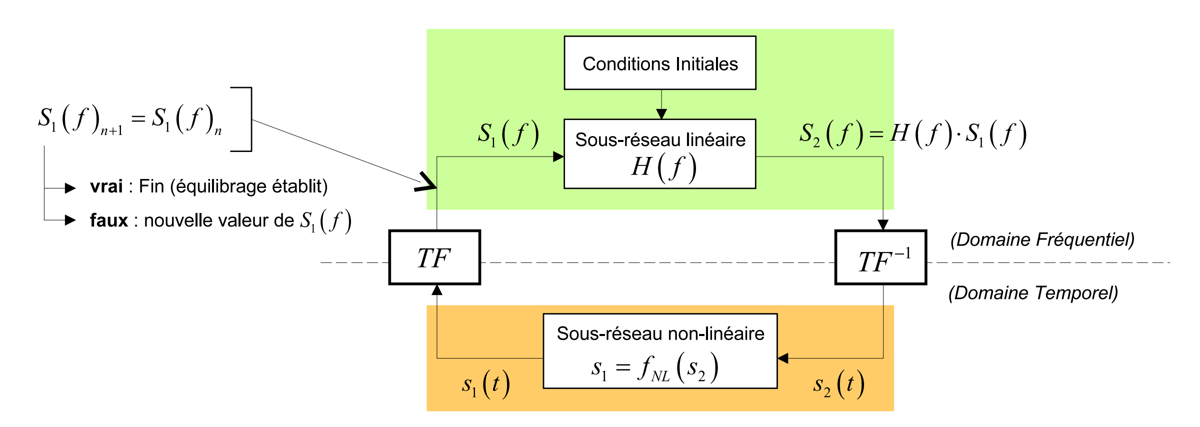


FIG. 2.1 – Schéma de principe de l'HB

La précision de cette analyse est directement liée au nombre d'harmoniques pris en compte pour décrire le signal et au nombre de points utilisés mais au détriment du temps de calcul.

La limitation de l'HB provient de son incapacité à considérer un signal modulé. Dans la pratique, l'excitation du circuit à analyser ne peut comporter plus de trois fréquences indépendantes et leurs harmoniques. Au delà, il devient très difficile d'évaluer les performances du circuit face aux signaux réels d'excitation.

2.2.3 Transitoire d'Enveloppe

Les techniques d'analyses précédentes ne permettent pas d'évaluer les performances des circuits en présence de signaux modulés du fait d'un coût de calcul important et d'un espace mémoire nécessaire prohibitif. La technique du TE utilise un traitement distinct pour les signaux porteurs et ceux de modulation partant de la constatation que l'information utile est contenue dans l'enveloppe de dynamique lente transportée sur une porteuse de dynamique rapide [3].

Nous considérons le signal dans sa forme passe-bande, c'est-à-dire comme un ensemble d'enveloppes complexes autour de chaque harmonique de la porteuse,

$$\tilde{x}(t) = \Re e \left[\sum_{k=0}^{N} \tilde{X}_k(t) \cdot e^{jk\omega_0 t} \right] \tag{2.1}$$

où k représente l'indice de l'harmonique de la porteuse.

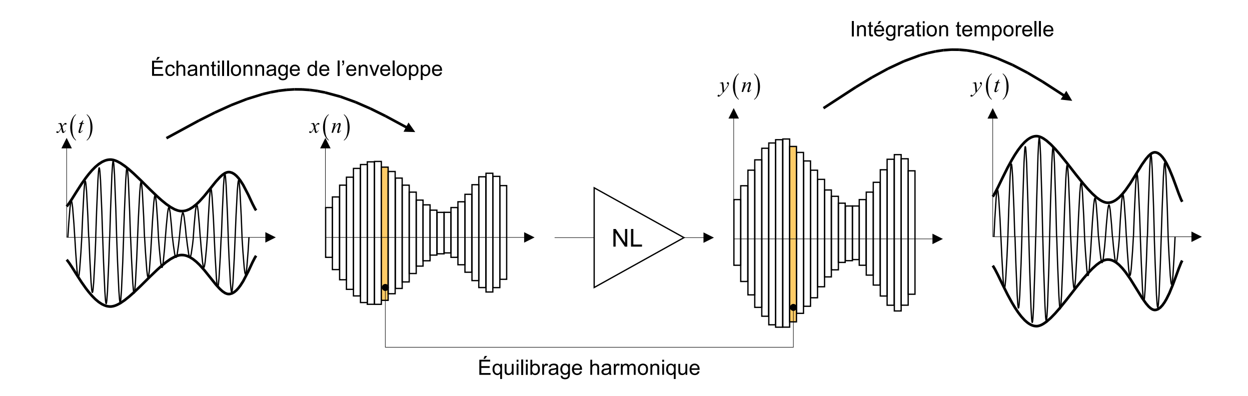


FIG. 2.2 – Schéma de principe du TE

Le principe consiste à échantillonner l'enveloppe du signal modulé, avec un pas approprié à sa dynamique, puis d'appliquer l'HB à chaque tronçon temporel d'enveloppe constante. Le signal de sortie est alors ensuite reconstitué par intégration temporelle sur les différents échantillons d'enveloppe.

L'intérêt principal de cette méthode réside par conséquent dans sa rapidité de calcul pour traiter les signaux modulés, en bénéficiant de l'utilisation conjointe de l'HB et de l'IT. En effet, là où la solution d'IT nécessite des millions de points d'échantillonnage en

regard de la période de la fréquence porteuse, celle du TE n'en consomme qu'une centaine.

Ces techniques destinées à la simulation circuit (IT, HB et TE) très efficaces et complémentaires sont maintenant intégrées aux principaux simulateurs circuits commerciaux (ADS, Goldengate - Agilent Technologies'; Microwave Office - AWR) et permettent de concevoir de manière aisée et caractériser de façon complète un circuit non linéaire à l'aide de facteurs de mérite tels que l'ACPR, l'EVM ou le NPR.

2.3 Simulation système et principes de la modélisation comportementale

Malgré la maturité et l'efficacité des techniques de simulation que nous avons présentées précédemment face à un circuit seul, ces techniques se révèlent inadaptées lorsque l'on s'intéresse à l'étude d'un sous-système ou d'un système complexe (émetteur-récepteur, etc.). En effet, ces méthodes nécessitent toutes de manipuler un volume d'information très important qui devient prohibitif en temps de calcul pour de telles applications où les signaux d'entrée/sortie sont complexes.

Il devient alors nécessaire de réduire la taille du problème pour simuler de manière plus rapide les systèmes tout en gardant un degrés de finesse suffisant. Cette étape dit de macro-modélisation consiste alors à sélectionner les noeuds d'intérêts du circuit, la réduction la plus importante correspond à une simple relation de type entrée/sortie.

2.3.1 Principes théoriques

L'objectif de la simulation système et des modèles comportementaux associés est de construire des modèles reproduisant le plus finement possible le comportement des circuits mais avec des structures relativement simples, dites “Boites Noires”, de manière à pouvoir les intégrer dans des ensembles plus complexes de simulation. En effet, les fonctions électroniques, décrites dans les simulateurs circuits par la connaissance physique des composants et de leurs dynamiques internes, sont vues ici comme des multipôles régis par des relations mathématiques entre leur enveloppe complexe d'entrée et de sortie. Pour cela, deux postulats sont considérés :

- Le calcul des courants/tensions à chaque noeud du circuit n'est pas utile pour l'évaluation des performances du circuit.

- L'information utile est contenue dans l'enveloppe complexe.

Cette hypothèse permet donc de faire abstraction de la porteuse pour caractériser tous les équipements du système au travers des relations entre enveloppes complexes à leurs accès. L'intérêt majeur réside dans la réduction du nombre de points d'échantillonnage, puisque les variations d'enveloppes sont beaucoup plus lentes que celles de la porteuse.

Le signal réel $x(t)$ à un accès peut s'écrit de la manière suivante :

$$x(t) = \Re e \left[\tilde{X}(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \right] \tag{2.2}$$

où $\tilde{X}(t)$ désigne l'enveloppe complexe du signal et ω_0 sa pulsation porteuse.

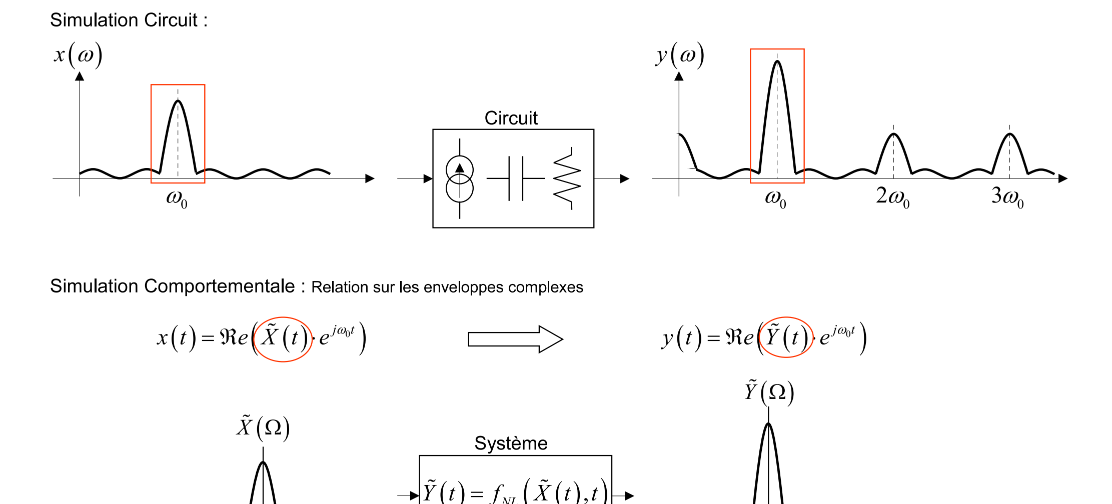


FIG. 2.3 – Principe de la modélisation comportementale

Une fois tous les équipements modélisés de cette façon, le système résultant peut être simulé avec les méthodes classiques dans le domaine fréquentiel ou temporel, la particularité étant que tous les signaux sont complexes.

2.3.2 Simulateurs systèmes

Les simulateurs systèmes proposent donc une description des ensembles ou sous-ensembles électroniques basée sur des fonctions mathématiques ou des algorithmes de fonctionnement, qui permettent de concevoir ou évaluer rapidement les systèmes. Parmi les simulateurs les plus courants, nous pouvons citer des outils spécifiques à l'électronique :

- Ptolemy, (Université de Berkley, Agilent Technologies') ;
- VSS (AWR) ;
- SPW (Cadence).

Et des simulateurs pluri-disciplinaires :
- Simulink de l'environnement Matlab (Matworks) ;
- Scicos de l'environnement Scilab (INRIA).

Les systèmes sont organisés en diagramme blocs, où chaque bloc correspond à une fonction électronique. Les blocs sont unilatéraux, c'est-à-dire que l'information en sortie(s) du bloc dépend uniquement de son (ses) entrée(s) et des conditions initiales. Les blocs sont ensuite interconnectés entre eux pour décrire le système et les informations véhiculées entre deux noeuds, les flots de données, peuvent être un échantillon réel, un vecteur, une matrice, etc.. Ces simulateurs sont qualifiés généralement de type *"data-flow"*.

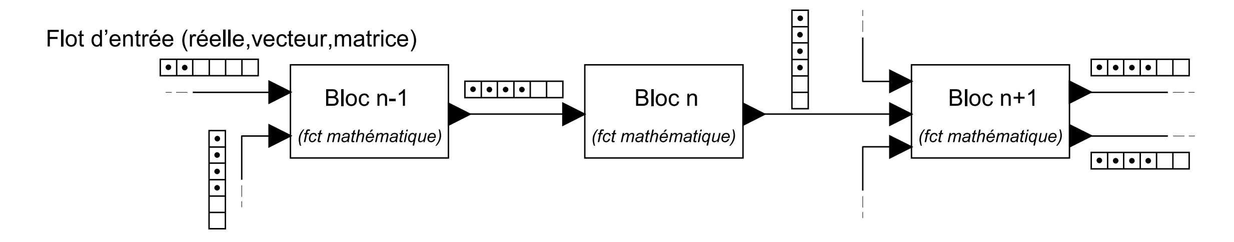


FIG. 2.4 – Connexions entre blocs dans un environnement data-flow

Les chaînes de communication ou radar sont intégrés à ces simulateurs qui permettent l'évaluation de leurs performances globales grâce notamment aux principaux facteurs de mérite tels que le C/I3, le NPR, l'ACPR, l'EVM ou le TEB.

Les modèles comportementaux "Boîtes Noires" unilatéraux d'amplificateur, de part leur formalisme, sont donc destinés à être implémentés dans ces environnements de simulation.

2.3.3 Formulation mathématique des systèmes non-linéaires unilatéraux

Si l'on s'intéresse plus particulièrement aux amplificateurs de puissance, leurs modèles comportementaux sont équivalents à des systèmes non-linéaires, dont la formulation dans le cas de systèmes unilatéraux, est décrite sous forme d'équations différentielles non-linéaires :

$$f\left[y(t), \frac{\partial y(t)}{\partial t}, \ldots, \frac{\partial^p y(t)}{\partial t^p}, x(t), \frac{\partial x(t)}{\partial t}, \ldots, \frac{\partial^r x(t)}{\partial t^r}\right] = 0 \tag{2.3}$$

Pour que cette formulation soit exploitable numériquement, il est nécessaire de transformer la relation précédente en une relation en temps discret. Cette formulation

correspond alors à la réponse d'un filtre à réponse infinie (IIR) :

$$y(t) = f\left[y(t-\Delta\tau), \ldots, y(t-p\Delta\tau), x(t), x(t-\Delta\tau), \ldots, x(t-r\Delta\tau)\right] \tag{2.4}$$

La relation 2.4 constitue la forme générale de la réponse de tous les quadripôles non-linéaires. Cependant, l'identification d'une tel système est complexe. Afin de simplifier celle-ci, l'hypothèse de mémoire finie est généralement admise. La nouvelle formulation s'écrit alors :

$$y(t) = f\left[x(t), x(t-\Delta\tau), \ldots, x(t-r\Delta\tau)\right] \tag{2.5}$$

Cette expression constitue ainsi la réponse à un filtre non-linéaire non récursif (FIR).

Dans la section suivante nous allons voir quels sont les différents modèles dédiés aux amplificateurs permettant de décrire les relations 2.4 et 2.5.

2.4 Modèles comportementaux unilatéraux "Boites Noires"

De manière générale, un amplificateur peut être décrit par une fonction de transfert bilatérale, figure 2.5, où $a_i(t)$ et $b_i(t)$ représentent respectivement les ondes incidentes et réfléchies de l'amplificateur :

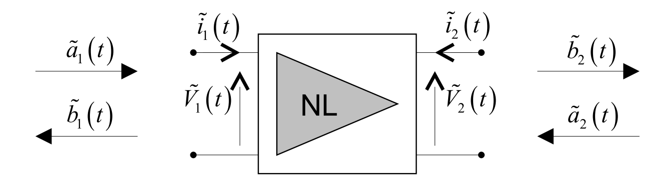


FIG. 2.5 – Relation d'ondes aux accès d'un quadripôle non-linéaire

Dans le cas d'un modèle comportemental unilatéral, l'amplificateur est considéré adapté sur sa charge optimale (figure 2.6 - A), les effets de désadaptations d'entrée et de charge sont donc négligés. Les ondes de puissance $\tilde{b}_1(t)$ et $\tilde{a}_2(t)$ sont par conséquent considérées nulles, de telle sorte que la relation qui relie l'enveloppe d'entrée $\tilde{X}(t)$ à celle de sortie $\tilde{Y}(t)$ peut être vue comme la tension d'entrée $\tilde{V}_1(t)$ et celle de sortie $\tilde{V}_2(t)$.

Le modèle ainsi étudié peut se mettre sous la forme d'une source de tension commandée en tension, les impédances de référence étant généralement prises égales à 50 Ω. La figure 2.6 - B illustre le schéma équivalent de ce type de modèle unilatéral.

Les grandeurs $\tilde{V}_1(t)$ et $\tilde{V}_2(t)$ étant complexes, la modélisation consiste à déterminer la relation suivante :

$$\tilde{V}_2(t) = f_{NL}\left(\left|\tilde{V}_1(t)\right|, \Phi_{\tilde{V}_1}(t), t\right) \tag{2.6}$$

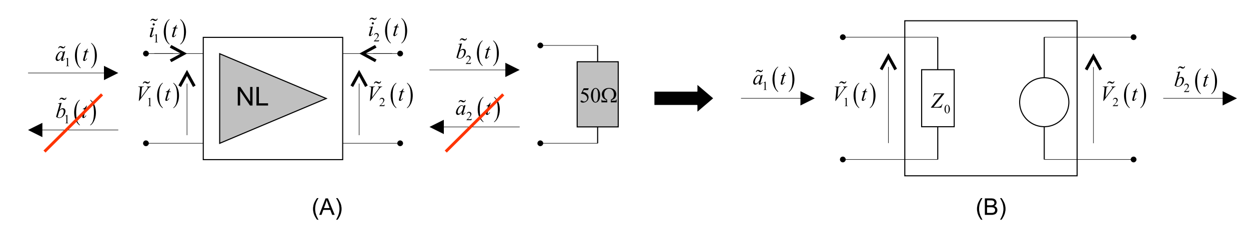


FIG. 2.6 – (A) Schéma de principe d'un amplificateur adapté (B) modèle unilatéral associé

Aux vues de la très importante production scientifique dans le domaine de la modélisation comportementale unilatérale [4], dans la partie suivante, les principaux modèles seront répertoriés de façon synthétique en fonction de leurs applications. Certains modèles représentatifs seront plus particulièrement détaillés.

Trois types de modèles se distinguent :

• **modèle sans mémoire** : il représente l'amplificateur uniquement à sa fréquence centrale f_0 et ne tient compte d'aucun effet de mémoire, il est communément appelé modèle AM/AM-AM/PM ;

• **modèles à mémoire linéaire** : ils prennent en compte les variations du comportement de l'amplificateur dans sa bande passante (mémoire HF). Généralement, ils sont constitués d'un ou plusieurs filtres linéaires associés à une non linéarité statique (AM/AM-AM/PM) ;

• **modèles à mémoire non linéaire** : leur faculté à prendre en compte l'ensemble des effets de mémoire aboutit à une structure et une procédure d'extraction complexe.

2.4.1 Modèle sans mémoire

Le modèle sans mémoire ou "gain statique" a été développé dans l'optique de caractériser les phénomènes non linéaires des amplificateurs dans l'hypothèse où les effets mémoire sont négligeables, le signal de sortie à un instant donné dépendant uniquement du signal d'entrée au même instant.

L'équation de ce modèle est donc de la forme $\tilde{Y}(t) = f_{NL}\left(\tilde{X}(t)\right)$. Il s'obtient à l'aide des courbes AM/AM-AM/PM de l'amplificateur extraites à la fréquence centrale de sa bande d'utilisation. Les relations qui le définissent sont :

$$\left|\tilde{Y}(t)\right| = f_{AM}\left(\left|\tilde{X}(t)\right|\right) \cdot \left|\tilde{X}(t)\right| \tag{2.7}$$

$$\varphi_{\tilde{Y}}(t) = f_{PM}\left(\left|\tilde{X}(t)\right|\right) + \varphi_{\tilde{X}(t)} \tag{2.8}$$

A titre d'exemple, la figure 2.7 présente les courbes f_{AM} et f_{PM} d'un amplificateur de puissance en bande S à sa fréquence centrale (f_0=2.1 GHz).

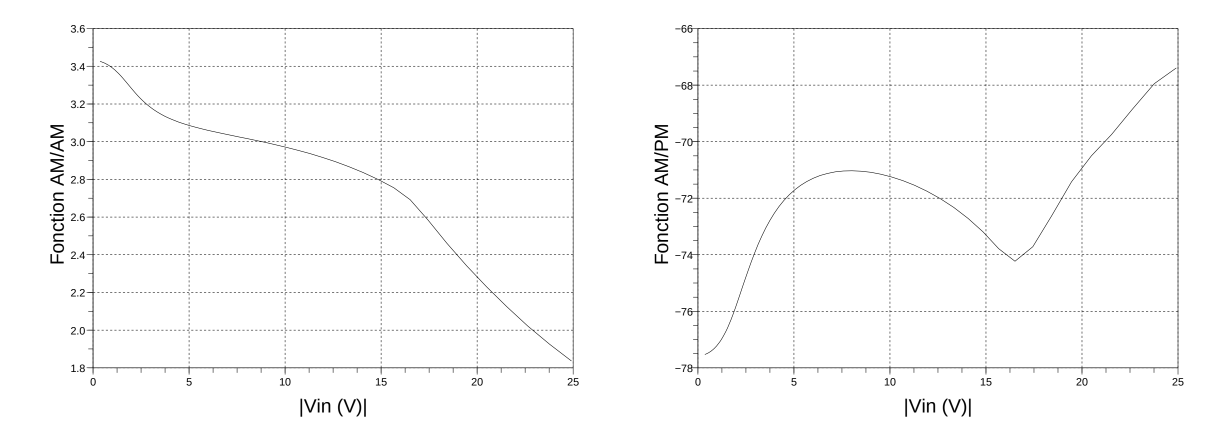


FIG. 2.7 – Caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un amplificateur de puissance

Ce modèle, très simple à extraire, s'obtient en soumettant l'amplificateur à une analyse CW à sa fréquence centrale à partir de simulations en HB ou de mesures à l'aide d'un ARV.

Actuellement, ce modèle reste le plus répandu dans les simulateurs systèmes grâce à sa capacité de prédiction dans le cas d'amplificateurs à bande très étroite ayant peu d'effets mémoire, mais aussi grâce à sa simplicité d'utilisation et d'implémentation dans des simulateurs systèmes.

2.4.2 Modèles à mémoire linéaire

Ces modèles visent à reproduire l'influence de la bande passante de l'amplificateur sur le signal de sortie, ce qui les conduit à prendre en compte la mémoire HF de l'amplificateur.

On peut distinguer trois groupes :

- Modèles à topologie localisée

Ce sont les plus simples, ils constituent la majorité des modèles à mémoire linéaire. Ces modèles cascadent une non linéarité statique (AM/AM-AM/PM) avec un ou plusieurs filtres linéaires placés avant ou après la non linéarité, suivant une structure prédéfinie. De nombreux modèles à éléments localisés ont pour paternalité ceux d'Hammerstein et de Wiener et en constituent donc une extension. C'est pourquoi le modèle né de l'association

des modèles d'Hammerstein et de Wiener sera présenté, en particulier, afin d'étudier son principe, de voir leurs intérêts et leurs limites.

Présentation du modèle d'Hammerstein-Wiener

Le modèle d'Hammerstein combine une non linéarité statique sans mémoire, issue des courbes AM/AM-AM/PM à la fréquence centrale f_0, avec un filtre linéaire, figure 2.8. Les coefficients du filtre sont calculés par optimisation de l'erreur quadratique moyenne entre la réponse du modèle et celle obtenue par mesures ou simulations du circuit à l'aide de signaux CW de fréquences et niveaux variables dans la bande passante d'utilisation.

Ce modèle, satisfaisant pour caractériser des TOPs, n'est plus efficace face à des SSPAs qui possèdent des courbures d'AM/AM-AM/PM de formes différentes selon la puissance incidente à l'amplificateur.

Dans le modèle de Wiener, la non linéarité est placée à la suite du filtre linéaire, figure 2.8. L'intérêt de ce formalisme réside dans sa capacité à prendre en compte les variations de courbures en fonction de la puissance injectée.

L'association du modèle d'Hammerstein avec celui de Wiener, figure 2.8, permet ainsi la modélisation des effets de mémoire HF de manière plus réaliste. Toutefois, il est difficile de déterminer la répartition optimale entre le filtre d'entrée et de sortie, le calcul de leur fonction de transfert jusque là simple devient plus complexe et nécessite des méthodes d'extraction plus lourdes [5].

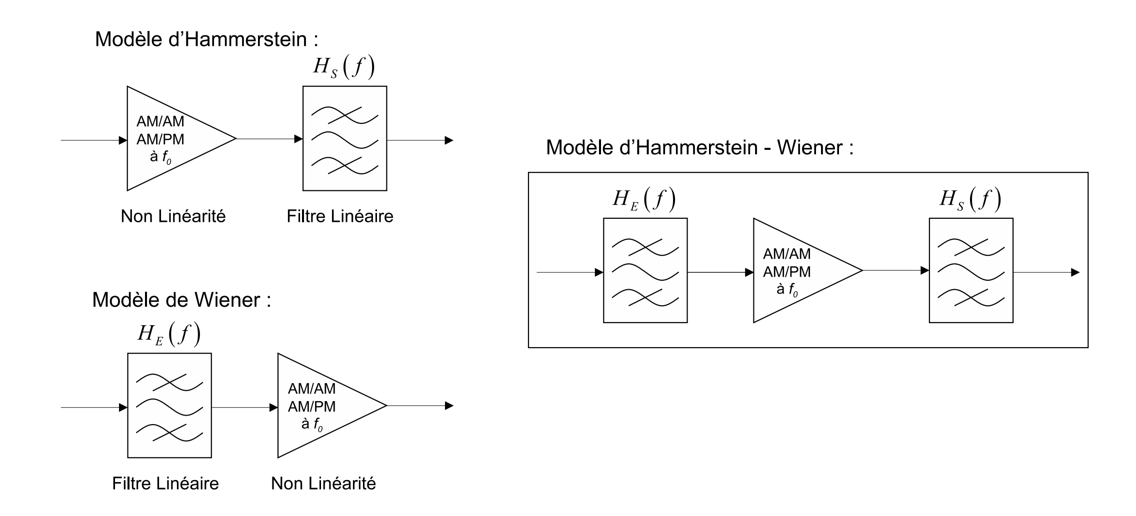


FIG. 2.8 – Schéma de principe du modèle à topologie localisée : Hammerstein-Wiener

- Modèles à base de séries de Volterra classiques

Si l'équation 2.5 est approximée par une série de Taylor, alors l'ensemble des filtres FIR sont connus sous le nom de séries de Volterra [6]. A l'inverse des modèles précédents, ce type de modèle ne présuppose donc aucune topologie particulière. Cette technique revient en fait à multiplier en parallèle le nombre de voies associant non linéarité statique et filtre linéaire.

Les séries de Volterra seront présentées dans la suite car elles se prêtent également à l'établissement de modèles à mémoire non linéaire.

Si la description des fonctions de transfert des filtres est effectuée par des polynômes, on parle alors de séries de Wiener.

- Modèles polyspectraux

Cette catégorie de modèles peut être assimilée à une limitation des séries de Volterra au premier ordre. Elle possède une structure à topologie localisée, répartie en deux voies, constituée d'une non linéarité sans mémoire polynomiale et de filtres polynomiaux.

Le tableau 2.1 regroupe différents modèles à mémoire linéaire.

Modèle	*Type*
Abuelma'atti [7]	localisé
Hammerstein	localisé
Launay *et al.* [8]	localisé
Saleh [9]	localisé
Wiener	localisé
Boyd *et al.* [10]	séries de Volterra classiques
Schetzen [11]	séries de Wiener
Silva *et al.* [12]	polyspectral

Tab. 2.1 – Synthèse des modèles comportementaux unilatéraux d'amplificateur de puissance à mémoire linéaire

2.4.3 Modèles à mémoire non-linéaire

Ces modèles, plus complexes, sont à même de mieux prendre en compte l'ensemble des effets de mémoire et notamment ceux BF en s'appuyant sur des bases moins empiriques. Si la prise en compte de la mémoire HF repose sur une série d'extractions CW balayant la bande d'utilisation de l'amplificateur, la prise en compte de la mémoire BF nécessite des extractions plus perfectionnées, basées sur des signaux bi ou multi-tons. Trois catégories de modèles se distinguent :

• Modèles à structure localisée

Ces modèles empiriques reposent sur celui de Bosch [13]. L'idée est de caractériser une variable externe à l'amplificateur (Z) qui possède une influence sur son comportement telle que son alimentation DC ou sa température, puis de l'intégrer au modèle de la non linéarité, équation 2.9 :

$$\tilde{Y}(t) = G\left(\left|\tilde{X}(t)\right|, Z\right) \cdot \left|\tilde{X}(t)\right| \cdot e^{j \cdot \varphi_{\tilde{X}(t)} + j \cdot \phi\left(\left|\tilde{X}(t)\right|, Z\right)} \tag{2.9}$$

• Réseaux de neurones

De nombreux travaux portent sur la modélisation comportementale d'amplificateurs basés sur la théorie des réseaux de neurones. Il s'agit d'un outil mathématique capable d'interpoler toute fonction non linéaire. Le type de modèles approximés par les réseaux neuronaux est par conséquent lié aux fonctions décrivant les amplificateurs. Il est ainsi possible d'établir des modèles bilatéraux en adoptant une description des fonctions du quadripôle et une base d'apprentissage du réseau ad hoc. De part cette capacité, les réseaux de neurones seront explicités dans la section des modèles bilatéraux, section 2.5.1.

• Modèles à base de séries de Volterra

Ces modèles découlent des séries de Volterra classiques mais leur identification, basée sur des signaux d'excitation à deux tons, leur permettent de prendre en compte les effets de mémoire BF.

D'autres modèles, appelés séries de Volterra dynamiques, que nous avons choisis d'expliciter ci-dessous, sont performants dans le domaine fortement non linéaire en n'extrayant que peu de noyaux de Volterra.

Les principaux modèles d'amplificateurs à mémoire non linéaire sont regroupés dans le tableau 2.2 :

Présentation du modèle de Volterra dynamique deux noyaux

Ce modèle repose sur des évolutions des séries de Volterra classiques [6]. Ce formalisme offre une très bonne prédiction du comportement des amplificateurs en régime petit signal, mais dès lors que l'amplificateur se trouve dans sa zone de compression, le modèle s'avère moins bon. Afin de pallier à ce problème, le modèle basé sur les séries de Volterra dynamiques a été développé [18]. Néanmoins, pour mieux comprendre

Modèle	*Description*
Bosch *et al.* [13]	localisé
Asbeck *et al.* [14]	localisé (extension du modèle de Bosch)
Draxler *et al.* [15]	localisé (extension du modèle de Bosch)
Ku *et al.* [16]	séries de Volterra classiques tronquées - filtres sous forme de polynômes
Zhu *et al.* [17]	séries de Volterra classiques
Le Gallou *et al.* [18][19]	séries de Volterra dynamiques
Reveyrand *et al.* [20]	réseaux de neurones - gain complexe
Soury *et al.* [21][22]	séries de Volterra dynamiques "Réponse impulsionnelle"
Mazière *et al.* [23]	séries de Volterra dynamiques "Modulé"

TAB. 2.2 – Synthèse des modèles comportementaux unilatéraux à mémoire non linéaire

son fonctionnement, il est indispensable de présenter auparavant les séries de Volterra classiques qui en constituent son fondement.

- *Séries de Volterra classiques*

Les séries de Volterra classiques permettent de décrire des dispositifs non linéaires à mémoire sous une forme de sommation de termes élémentaires. Elles peuvent s'interpréter comme une extension du produit de convolution étendu au domaine non linéaire.

Dans le cas d'un système linéaire, la réponse $y(t)$ est connue pour toute excitation $x(t)$, si la réponse impulsionnelle $h(t)$ est connue :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot x(t-\tau) \cdot d\tau = h(t) \otimes x(t) \tag{2.10}$$

Cependant, dans le domaine non linéaire, cette relation n'est plus valable puisque la réponse du système dépend de son niveau d'excitation.

Si l'on note

$$x_k = x\left(t - k \cdot \Delta t\right) \;\; et \; a_k = \Delta t \cdot h\left(k \cdot \Delta t\right) \tag{2.11}$$

L'expression 2.10 devient :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} x_k \cdot a_k \tag{2.12}$$

La mémoire du système étant considérée comme finie, c'est-à-dire $h\left(k \cdot \Delta t\right) = 0$ dans

le cas où $k \succ K$, on peut réécrire l'expression précédente de la manière suivante :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K} x_k \cdot a_k \tag{2.13}$$

$$y(t) = f\left(x_0, x_1, \cdots, x_k\right) \tag{2.14}$$

où f est une fonction linéaire.

Cette équation souligne que la réponse à un instant t dépend linéairement de l'excitation à cet instant mais également aux instants précédents dans la limite de la durée de mémoire du système notée $T_m = K \cdot \Delta t$.

A l'aide d'une décomposition en série de Taylor, $y(t)$ s'écrit alors :

$$\begin{aligned} y(t) = & \sum_{k1=0}^{K} x_{k1} \cdot a_{k1} + \sum_{k1=0}^{K} \sum_{k2=0}^{K} a_{k1k2} \cdot x_{k1} \cdot x_{k2} + \cdots \\ & + \sum_{k1=0}^{K} \sum_{k2=0}^{K} \cdots \sum_{kn=0}^{K} a_{k1k2 \cdots kn} \cdot x_{k1} \cdot x_{k2} \cdots x_{kn} \end{aligned} \tag{2.15}$$

Si l'on considère le terme $a_{k1k2\cdots kn}$ comme une réponse impulsionnelle non linéaire d'ordre n dépendant des instants $\tau_1 = k_1 \cdot \Delta t, \cdots, \tau_n = k_n \cdot \Delta t$, on peut écrire que : $a_{k1k2\cdots kn} = h_n\left(\tau_1, \cdots, \tau_n\right)$, et si l'on fait l'hypothèse que $\Delta t \to 0$, l'équation 2.15 s'écrit sous la forme :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} y_n(t) \tag{2.16}$$

avec

$$y_n(t) = \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \cdots \int_0^{+\infty} h_n\left(\tau_1, \tau_2, \cdots, \tau_n\right) \cdot x\left(t - \tau_1\right) \cdot x\left(t - \tau_2\right) \cdots x\left(t - \tau_n\right) \cdot d\tau_1 \cdot d\tau_2 \cdots d\tau_n \tag{2.17}$$

Cette équation est appelée série de Volterra classique, $h_n\left(\tau_1, \tau_2, \cdots, \tau_n\right)$ représente le noyau de Volterra d'ordre n ou réponse impulsionnelle non linéaire. Chaque noyau de la série de Volterra $h_n\left(\tau_1, \tau_2, \cdots, \tau_n\right)$ constitue un invariant du système indépendant du signal d'excitation.

La figure 2.9 illustre sous la forme d'un schéma la structure de la série de Volterra classique. Elle apparaît comme la sommation de cellules symbolisant des filtres linéaires, quadratiques, cubiques, jusqu'à l'ordre n.

Les effets non linéaires sont correctement identifiés si l'on tient compte d'un nombre

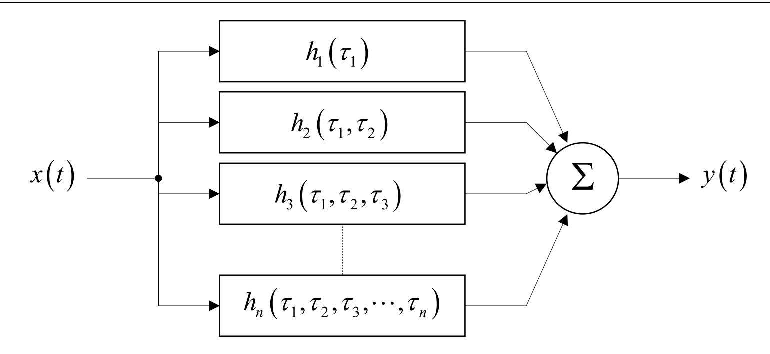


FIG. 2.9 – Topologie du modèle de la série de Volterra classique

suffisamment important de noyaux. Néanmoins, cette exigence constitue la limitation de la série de Volterra classique. En effet, d'un point de vue pratique, il est difficile d'identifier les noyaux pour des ordres supérieurs à deux. Cette condition implique que la série se limite à des dispositifs faiblement non linéaires ou des excitations petit signal.

- *Modèle à base de séries de Volterra dynamiques*

Afin de pallier à ce problème, l'auteur des travaux [24] propose une série de Volterra modifiée qui permet de caractériser des dispositifs non linéaires avec un nombre réduit de noyaux.

Pour cela, le développement en série de Taylor d'une fonction linéaire à n variables ne se situe plus autour du point d'origine mais autour du point de fonctionnement statique du dispositif. La série de Volterra à noyaux dynamiques est donc le résultat d'un déplacement dynamique depuis l'origine de la série de Volterra classique vers le point de fonctionnement statique du dispositif.

L'équation caractéristique de la série devient :

$$\begin{aligned} y(t) = f(x_0, \cdots, x_k) &+ \sum_{k1=0}^{K} a_{k1}(x_0) \cdot (x_{k1} - x_0) + \sum_{k1=0}^{K} \sum_{k2=0}^{K} a_{k1k2}(x_0) \cdot (x_{k1} - x_0) \cdot (x_{k2} - x_0) \\ &+ \cdots + \sum_{k1=0}^{K} \sum_{k2=0}^{K} \cdots \sum_{kn=0}^{K} a_{k1k2\cdots kn}(x_0) \cdot (x_{k1} - x_0) \cdot (x_{k2} - x_0) \cdots (x_{kn} - x_0) \end{aligned} \tag{2.18}$$

Lorsque $\Delta t \to 0$ et $K \to 0$, la forme intégrale s'écrit :

$$y(t) = f(x_0, \cdots, x_0) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \cdots, \tau_n) \prod_{i=1}^{n} (x(t - \tau_i) - x(t)) \cdot d\tau_i \tag{2.19}$$

$f(x_0, \cdots, x_0)$ représente la caractéristique statique du signal du dispositif et

$h_n(x(t), \tau_1, \cdots, \tau_n)$ le noyau de Volterra dynamique d'ordre n. Contrairement à la série de Volterra classique, les noyaux ne sont plus des invariants du système car ils dépendent maintenant du niveau de l'excitation $x(t)$.

En considérant les hypothèses d'une mémoire finie (T_m) et d'un système causal, l'équation 2.19 devient :

$$y(t) = f(x_0, \cdots, x_0) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_0^{T_m} \cdots \int_0^{T_m} h_n(x(t), \tau_1, \cdots, \tau_n) \prod_{i=1}^{n} (x(t-\tau_i) - x(t)) \cdot d\tau_i \quad (2.20)$$

Dans le cas où $x(t)$ varie faiblement sur une durée de mémoire T_m (mémoire courte), les termes $\prod_{i=1}^{n} (x(t-\tau_i) - x(t)) \cdot d\tau_i$ deviennent négligeables pour $n \succ 1$ et la série peut se limiter au premier terme. Le signal de sortie $y(t)$ peut alors s'écrire de la manière suivante :

$$y(t) = f(x(t)) + \int_0^{T_m} h(x(t), \tau) \cdot (x(t_\tau) - x(t)) \cdot d\tau \quad (2.21)$$

où $f(x(t))$ représente la caractéristique statique du système et $h(x(t), \tau)$ son noyau dynamique.

Dans le domaine fréquentiel, l'équation 2.21 devient :

$$y(t) = f(x(t)) + \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \tilde{H}(x(t), \Omega) \cdot X(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.22)$$

$\tilde{H}(x(t), \Omega)$ constitue la fonction de transfert non linéaire du premier ordre traduisant les effets de mémoire, assimilable à un filtre linéaire paramétré par le signal d'entrée.

- *Formalisme d'enveloppe complexe*

Dans le cadre de la simulation système, les signaux d'enveloppes complexes sont généralement utilisés par souci d'efficacité. Si on limite l'équation 2.21 au premier ordre et compte tenu de la remarque précédente, nous pouvons écrire l'équation sous la forme suivante [25] :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = Y_{DC}\left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t)\right) + \int \tilde{h}_1\left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t-\tau\right) \cdot \left(\tilde{X}(\tau) - \tilde{X}(t)\right) \cdot d\tau \\ + \int \tilde{h}_2\left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t-\tau\right) \cdot \left(\tilde{X}^*(\tau) - \tilde{X}^*(t)\right) \cdot d\tau \end{aligned} \quad (2.23)$$

Dans le domaine fréquentiel, l'équation s'écrit :

$$\tilde{Y}(t) = Y_{DC}\left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t)\right) + \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{-BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \tilde{H}_1\left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega\right) \cdot X(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega$$
$$+ \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{-BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \tilde{H}_2\left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), -\Omega\right) \cdot X^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.24)$$

où BW désigne la bande passante du signal, $X(\Omega)$ et $X^*(\Omega)$ représentent respectivement le spectre du signal d'entrée et son conjugué.

Un amplificateur peut être considéré comme un système invariant dans le temps, ce qui permet d'adopter une écriture ne manipulant que le module du signal d'entrée en paramètre [18] :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0\left(\left|\tilde{X}(t)\right|\right) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{-BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \tilde{H}_1\left(\left|\tilde{X}(t)\right|, \Omega\right) \cdot X(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega$$
$$+ \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{-BW}{2}}^{\frac{BW}{2}} \tilde{H}_2\left(\left|\tilde{X}(t)\right|, -\Omega\right) \cdot e^{j2\varphi_{\tilde{X}(t)}} \cdot X^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.25)$$

$\left|\tilde{X}(t)\right|$ et $\varphi_{\tilde{X}(t)}$ désignent le module et la phase du signal d'excitation. Le noyau $\tilde{H}_0$ représente la caractéristique statique AM/AM-AM/PM du dispositif, les noyaux dynamiques $\tilde{H}_1$ et $\tilde{H}_2$ sont les fonctions de transferts non linéaires qui traduisent les effets de mémoire HF et BF.

La structure du modèle de Volterra dynamique peut être représentée schématiquement par la structure de la figure 2.10.

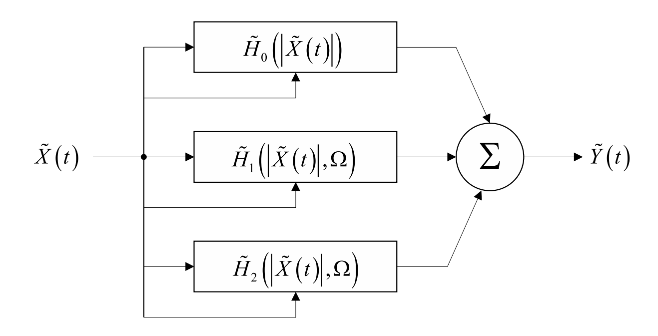


FIG. 2.10 – Topologie du modèle de Volterra à noyaux dynamiques

Le comportement non linéaire des amplificateurs est correctement reproduit par cette modélisation, en particulier concernant la mémoire HF des non linéarités [25][18].

• *Identification des noyaux de Volterra*

L'extraction des paramètres de ce modèle s'effectue par simulations ou mesures de l'amplificateur en deux étapes ; l'identification de la partie statique $\tilde{H}_0$ et celle des noyaux dynamiques $\tilde{H}_1$ et $\tilde{H}_2$.

L'extraction de la partie statique, présentée schématiquement sur la figure 2.11, correspond à la réponse du circuit à une porteuse non modulée, c'est-à-dire aux caractéristiques AM/AM-AM/PM du dispositif.

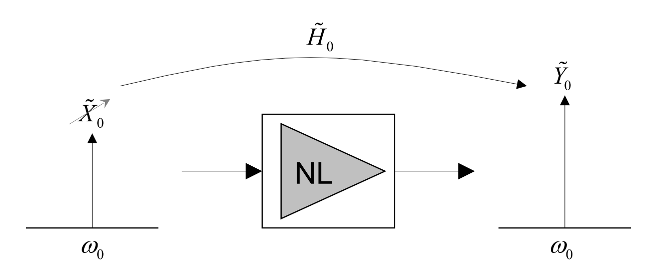


FIG. 2.11 – Principe d'identification du noyau statique

Les noyaux dynamiques $\tilde{H}_1$ et $\tilde{H}_2$ sont extraits à l'aide d'un signal d'entrée constitué de deux raies fréquentielles du type $\tilde{X}(t) = \tilde{X}_0 + \delta X \cdot e^{j\Omega t}$ ($\delta X \prec\prec X_0$). La raie parasite, vu linéairement par l'amplificateur, subit un balayage en fréquence (Ω) sur la bande utile de l'amplificateur. Ce principe est illustré par la figure 2.12.

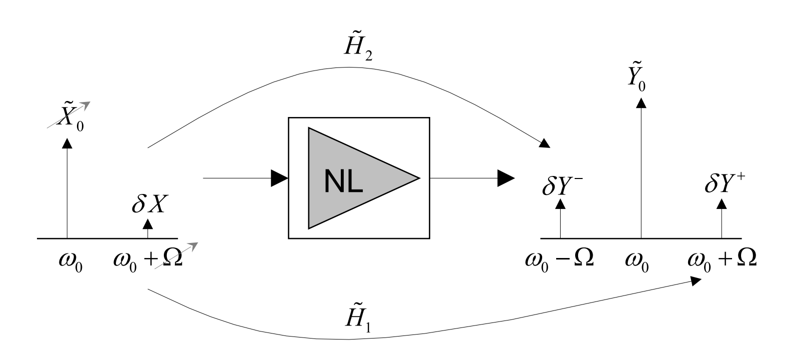


FIG. 2.12 – Principe d'identification des noyaux dynamiques

Les noyaux dynamiques sont donnés par les relations 2.26 et 2.27 :

$$\tilde{H}_1(X_0, X_0^*, \Omega) = \frac{\delta Y^+}{\delta X} - \frac{\partial \tilde{H}_0(X_0, X_0^*)}{\partial X_0} \tag{2.26}$$

$$\tilde{H}_2\left(X_0, X_0^*, \Omega\right) = \frac{\delta Y^-}{\delta X} - \frac{\partial \tilde{H}_0\left(X_0, X_0^*\right)}{\partial X_0} \tag{2.27}$$

L'extraction du modèle de Volterra dynamique, simple en simulation (HB), demeure plus complexe en mesure. Cette mesure s'effectue grâce à un ARV en prenant soin de calibrer les raies en amplitude et en phase par rapport à une référence relative [26].

Les développements récents effectués sur le LSNA [27][28] et sur un banc de mesures temporelles d'enveloppes en BDB [29] permettent néanmoins une mesure plus aisée.

Ce formalisme a été largement étudié, notamment à XLIM, où d'autres modèles plus performants dans la prise en compte de l'effet de mémoire BF basés sur les séries de Volterra ont vu le jour tels que le modèle à réponse impulsionnelle [21] et plus récemment le modèle à séries de Volterra modulées [23][30].

Pour conclure, il ressort que le domaine de la modélisation comportementale étant très productif, il est donc difficile de tous les référencer et donc très délicat de les comparer entre eux. Il serait néanmoins intéressant de pouvoir les étudier sur des mêmes critères de comparaison et sur les mêmes amplificateurs afin de les évaluer correctement.

2.5 Modèles comportementaux bilatéraux "Boite Noire"

Lors du premier chapitre, l'intérêt de développer des modèles comportementaux bilatéraux d'amplificateurs de puissance est apparu très clairement afin de prendre en compte les effets de désadaptation existant dans les chaînes hyperfréquences radar. En effet, des simulations effectuées sur un amplificateur pour plusieurs conditions de charge dans le premier chapitre (figures 1.30 et 1.31) illustrent la limite des modèles comportementaux unilatéraux, inaptes par nature à prédire les variations du fonctionnement des amplificateurs soumis à des désadaptations.

La modélisation bilatérale fait la plupart du temps appel à des réseaux de neurones grâce à leurs propriétés mathématiques. Nous ne donnerons cependant qu'un bref aperçu de leur fonctionnement au profit d'une nouvelle voie de modélisation bilatérale ouverte avec le développement du principe des paramètres S fort-signal. C'est ce formalisme que nous avons choisi d'exploiter dans la suite de nos travaux de thèse et que nous présenterons en détail.

2.5.1 Réseaux de neurones

Les réseaux de neurones artificiels sont un outil mathématique couramment utilisé dans le domaine de l'approximation non-paramétrique. Ils possèdent un champ d'application extrêmement vaste qui dépasse celui de la modélisation comportementale ou même de l'électronique : surveillance industrielle, classification, robotique. Cependant, les réseaux de neurones depuis ces dernières années ont démontré toutes leurs capacités dans la modélisation non linéaire grâce à leur aptitude à représenter correctement ces fonctions non linéaires multidimensionnelles et complexes.

Nous avons vu plus haut que la relation caractéristique, non récursive, d'un circuit considéré comme unilatéral s'écrit :

$$y(t) = f_{NL}\left[x(t), \ldots, x(t - m\Delta\tau)\right] \tag{2.28}$$

La modélisation bilatérale d'un circuit implique que sa sortie possède une influence sur son entrée. L'équation 2.28 étendue à un formalisme bilatéral s'écrit donc :

$$\begin{cases} y_1(t) = f_{NL1}\left(x_1(t), \ldots, x_1(t - r\Delta\tau), x_2(t), \ldots, x_2(t - r\Delta\tau)\right) \\ y_2(t) = f_{NL2}\left(x_1(t), \ldots, x_1(t - r\Delta\tau), x_2(t), \ldots, x_2(t - r\Delta\tau)\right) \end{cases} \tag{2.29}$$

Si l'on applique ce principe au cas d'un amplificateur, les relations d'entrées-sorties sont schématisées par les courants et les tensions sur la figure 2.13.

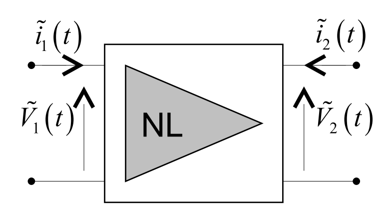


FIG. 2.13 – Illustration des courants/tensions aux accès d'un amplificateur

Les tensions et les courants étant des grandeurs complexes $((v_1^{\Re}, v_1^{\Im}, v_2^{\Re}, v_2^{\Im})$ et $(i_1^{\Re}, i_1^{\Im}, i_2^{\Re}, i_2^{\Im}))$, le système qui régit le dispositif (cas où la mémoire de l'amplificateur n'est pas prise en compte) se décompose en quatre équations non linéaires que doit modéliser

le réseau de neurones [31] :

$$\begin{cases} i_1^{\Re}(t) = f_{ANN1}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t)\right) \\ i_1^{\Im}(t) = f_{ANN2}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t)\right) \\ i_2^{\Re}(t) = f_{ANN3}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t)\right) \\ i_2^{\Im}(t) = f_{ANN4}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t)\right) \end{cases} \quad (2.30)$$

Si l'on souhaite tenir compte de la mémoire HF de l'amplificateur, les fonctions à modéliser par les réseaux de neurones doivent également prendre en compte l'écart à la fréquence porteuse du signal (Ω) [32] :

$$\begin{cases} i_1^{\Re}(t) = f_{ANN1}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t), \Omega\right) \\ i_1^{\Im}(t) = f_{ANN2}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t), \Omega\right) \\ i_2^{\Re}(t) = f_{ANN3}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t), \Omega\right) \\ i_2^{\Im}(t) = f_{ANN4}\left(v_1^{\Re}(t), v_1^{\Im}(t), v_2^{\Re}(t), v_2^{\Im}(t), \Omega\right) \end{cases} \quad (2.31)$$

Dans le cas où l'on souhaite tenir compte de la mémoire de l'amplificateur (mémoire HF et BF), les équations décrivant le comportement de l'amplificateur que doivent calculer le réseau sont les suivantes [33][34] :

$$\begin{cases} i_1^{\Re}(t) = f_{ANN1}\left(v_1^{\Re}(t), \cdots, v_1^{\Re}(t - m\cdot\Delta\tau), v_1^{\Im}(t), \cdots, v_1^{\Im}(t - m\cdot\Delta\tau),\right. \\ \qquad \left. v_2^{\Re}(t), \cdots, v_2^{\Re}(t - n\cdot\Delta\tau), v_2^{\Im}(t), \cdots, v_2^{\Im}(t - n\cdot\Delta\tau)\right) \\ i_1^{\Im}(t) = f_{ANN2}\left(v_1^{\Re}(t), \cdots, v_1^{\Re}(t - m\cdot\Delta\tau), v_1^{\Im}(t), \cdots, v_1^{\Im}(t - m\cdot\Delta\tau),\right. \\ \qquad \left. v_2^{\Re}(t), \cdots, v_2^{\Re}(t - n\cdot\Delta\tau), v_2^{\Im}(t), \cdots, v_2^{\Im}(t - n\cdot\Delta\tau)\right) \\ i_2^{\Re}(t) = f_{ANN3}\left(v_1^{\Re}(t), \cdots, v_1^{\Re}(t - m\cdot\Delta\tau), v_1^{\Im}(t), \cdots, v_1^{\Im}(t - m\cdot\Delta\tau),\right. \\ \qquad \left. v_2^{\Re}(t), \cdots, v_2^{\Re}(t - n\cdot\Delta\tau), v_2^{\Im}(t), \cdots, v_2^{\Im}(t - n\cdot\Delta\tau)\right) \\ i_2^{\Im}(t) = f_{ANN4}\left(v_1^{\Re}(t), \cdots, v_1^{\Re}(t - m\cdot\Delta\tau), v_1^{\Im}(t), \cdots, v_1^{\Im}(t - m\cdot\Delta\tau),\right. \\ \qquad \left. v_2^{\Re}(t), \cdots, v_2^{\Re}(t - n\cdot\Delta\tau), v_2^{\Im}(t), \cdots, v_2^{\Im}(t - n\cdot\Delta\tau)\right) \end{cases} \quad (2.32)$$

Le principe du fonctionnement des réseaux de neurones ne sera pas détaillé dans nos travaux, mais il existe de nombreux ouvrages de référence concernant les réseaux de neurones appliqués à l'électronique haute fréquence [35].

L'avantage procuré par cet outil réside dans sa faculté à apprendre des informations

sur n'importe quel système (linéaire, faiblement non linéaire ou très non-linéaire) et à extrapoler la réponse du comportement de ce système dans la mesure d'un bon dimensionnement de sa base d'apprentissage. Il est par conséquent idéal dans le cas de systèmes fortement non-linéaires.

Son inconvénient majeur réside dans la difficulté d'identification de l'ensemble des paramètres du réseau de neurones. Cette identification repose sur l'exploitation de mesures ou simulations des résultats du dispositif testé au cours d'une phase d'apprentissage. Ce dispositif est soumis à une base d'apprentissage utilisant un algorithme d'optimisation, qui nécessite de très nombreuses mesures afin de déterminer la structure et les paramètres du réseau ; la qualité de l'interpolation et de l'extrapolation du réseau qui dépendent essentiellement de l'uniformité de cette base d'apprentissage. Ce processus reste donc une étape délicate et complexe car elle suppose la connaissance du dimensionnement précis du problème originel.

L'utilisation de cet outil pour notre application pourrait être envisageable puisqu'il permet une description bilatérale d'un circuit. Cependant, devant la complexité de la phase d'apprentissage, du nombre très important de mesures ou simulations nécessaires et de la difficulté à l'implémenter dans un simulateur circuit ou système, nous nous sommes orientés vers le principe des paramètres S appliqués aux dispositifs non linéaires appelé "Paramètres S fort-signal".

2.5.2 Paramètres S fort-signal

Il est connu que les paramètres S linéaires, introduits dans les années 50 [36], demeure la méthode la plus fonctionnelle et la plus aisée pour modéliser et inter-connecter des dispositifs linéaires dans des systèmes. C'est pourquoi des travaux ont été réalisés afin d'étendre les capacités des paramètres S du domaine linéaire à celui du non linéaire.

2.5.2.1 Principe des paramètres S linéaires

Les paramètres S linéaires sont employés pour caractériser, de façon bilatérale, les dispositifs *linéaires* et *invariants dans le temps*. Ces dispositifs regroupent la plupart des systèmes passifs ainsi que les amplificateurs linéaires, par exemple comme les TOPs. Les paramètres S décrivent les relations d'entrées/sorties du dispositif grâce à des rapports d'ondes complexes [36] :

$$\tilde{b} = [S]_{lineaire} \cdot \tilde{a} \tag{2.33}$$

où $\tilde{a}$ et $\tilde{b}$ représentent respectivement les ondes de puissances incidentes et réfléchies aux accès du dispositif.

Dans le cas d'un quadripôle linéaire, la représentation classique est donnée par la figure suivante :

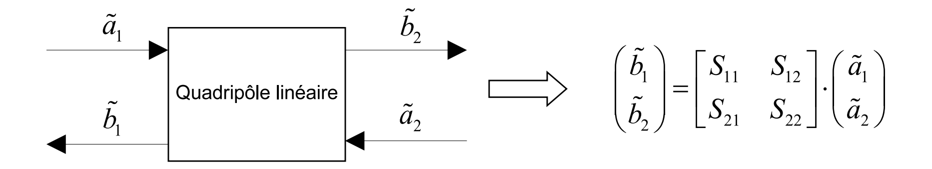


FIG. 2.14 – Paramètres S d'un quadripôle linéaire

Cependant, ce principe ne peut suffire à caractériser les dispositifs non-linéaires, comme les amplificateurs de puissance, puisque les relations d'ondes entrées/sorties ne sont plus linéaires.

2.5.2.2 Principes théoriques des paramètres S fort-signal sans mémoire

Le concept de paramètres S appliqué à des dispositifs faiblement non linéaires a été introduit la première fois dans les travaux de Wiener et Naditch [37]. Cela consiste à définir une relation non-linéaire sous la forme de paramètres S :

$$\tilde{b} = [S]_{non\ lineaire} \cdot \tilde{a} \tag{2.34}$$

Leurs travaux reposent sur une extension de la notion de paramètres S appliqués au domaine des non linéarités en utilisant une formulation des séries de Volterra.

Ces travaux ont inspiré ceux de Verbeyst et Vanden Bossche [38] qui ont présenté une simplification de la formulation complète proposée dans [37] appelée VIOMAP (Volterra Input-Output Map). Ce formalisme a été implémenté dans [39] et appliqué pour un amplificateur dans le domaine temporel. L'équivalent de la fonction de paramètres S dans le domaine de temps discret est la suivante :

$$
\begin{aligned}
b_L(n) = & \sum_{i=0}^{N-1} S_{L1,1}(i) \cdot a_1(n-i) + \sum_{i=0}^{N-1} S_{L2,1}(i) \cdot a_2(n-i) \\
& + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} S_{L1,2}\left(i,j\right) \cdot a_1\left(n-i\right) \cdot a_1\left(n-j\right) \\
& + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} S_{L2,2}\left(i,j\right) \cdot a_2\left(n-i\right) \cdot a_2\left(n-j\right) \\
& + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} S_{L1,3}\left(i,j,k\right) \cdot a_1\left(n-i\right) \cdot a_1\left(n-j\right) \cdot a_1\left(n-k\right) \\
& + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} S_{L2,3}\left(i,j,k\right) \cdot a_2\left(n-i\right) \cdot a_2\left(n-j\right) \cdot a_2\left(n-k\right)
\end{aligned}
\tag{2.35}
$$

avec $L = 1, 2$ et $n = 0, 1, \ldots, N-1$.

$(S_{11,1}, S_{11,2}, S_{11,3})$ et $(S_{22,1}, S_{22,2}, S_{22,3})$ désignent respectivement les ondes réfléchies à l'entrée et à la sortie du quadripôle pour la fréquence fondamentale, l'harmonique 2 et 3. $(S_{12,1}, S_{12,2}, S_{12,3})$ et $(S_{21,1}, S_{21,2}, S_{21,3})$ désignent les ondes incidentes à l'entrée du quadripôle et à sa sortie à la fréquence fondamentale, à l'harmonique 2 et 3.

Cependant, dans cette formulation, les paramètres S sont des caractéristiques invariantes du système. Ceci implique que si en petit signal la fiabilité du modèle est correcte, le nombre de noyaux de Volterra requis est alors très important pour assurer une précision suffisante du comportement de l'amplificateur dans la zone non linéaire. L'identification des noyaux dans ce cas devient très complexe.

J. Verspecht introduit une forme plus complète des paramètres S appliquée au domaine non linéaire, les Paramètres S fort-signal. Les paramètres S fort-signal représentent les rapports entre les ondes incidentes et réfléchies du dispositif exprimées en fonction de l'onde incidente.

Dans le cas où le circuit (figure 2.15) est soumis à un signal multi-tons, l'objectif est de calculer les fonctions suivantes :

$$
\left\{
\begin{aligned}
B_{1,k} &= F_{1,k}\left(A_{1,1}, A_{1,2}, \ldots, A_{1,n}, A_{2,1}, A_{2,2}, \ldots, A_{2,n}\right) \\
B_{2,k} &= F_{2,k}\left(A_{1,1}, A_{1,2}, \ldots, A_{1,n}, A_{2,1}, A_{2,2}, \ldots, A_{2,n}\right)
\end{aligned}
\right.
\tag{2.36}
$$

Afin de résoudre ce système, dans [40], les hypothèses suivantes sont réalisées :

- le principe de superposition, habituellement inapplicable pour décrire les relations

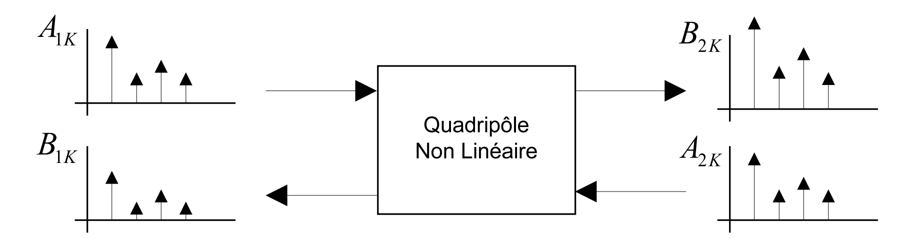


FIG. 2.15 – Quadripole non linéaire soumis à un signal multi-tons (k représente l'ordre de l'harmonique)

entre composantes spectrales ($F(A + A') \neq F(A) + F(A')$), est reconsidéré dans le cas de composantes faibles telles que les harmoniques du signal, figure 2.16.

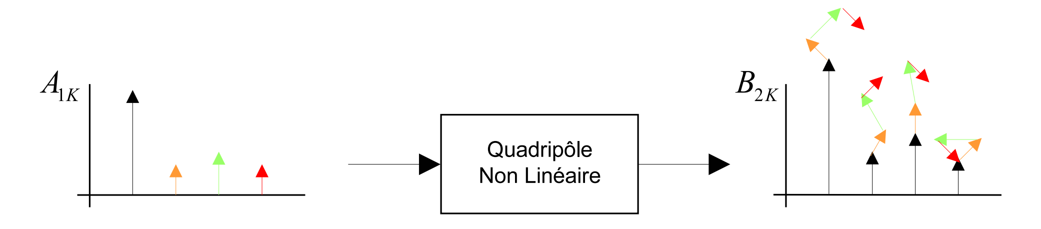


FIG. 2.16 – Illustration du principe de superposition

- les ondes sont référencées en phase par rapport à l'onde $A_{1,1}$.

Le développement de l'équation 2.36 conduit donc l'auteur à écrire l'équation générale 2.37 pour un circuit non linéaire :

$$B_{m,k}^{N} = \sum_{n,h} S_{mn,kh}\left(A_{1,1}^{N}\right) \cdot A_{n,h}^{N} + \sum_{n,h} S'_{mn,kh}\left(A_{1,1}^{N}\right) \cdot A_{n,h}^{N*} \tag{2.37}$$

où A^* désigne le complexe conjugué de A, S et S' sont les fonctions S non linéaires et le symbole N signifie que les ondes sont référencées par rapport à la phase de $A_{1,1}$. k et h représentent l'ordre d'harmonique associé respectivement à m et n. Par exemple le paramètre $S_{22,21}$ désigne le paramètre S classique S_{22} associé pour B_2 à l'harmonique 2 et A_2 à l'harmonique 1.

Le circuit est donc principalement contrôlé par l'onde incidente $A_{1,1}$, les caractéristiques de toutes les ondes incidentes et réfléchies du dispositif pour toutes les harmoniques étant en fonction de cette variable $A_{1,1}$.

Dans le cas où seules les ondes $A_{1,1}$, $A_{2,1}$ et $B_{2,1}$ sont considérées, l'équation 2.38 définit l'onde de sortie $B_{2,1}$, connue sous le nom de “Hot S_{22}” :

$$B_{2,1} = S_{21,11}\left(|A_{1,1}|\right) \cdot A_{1,1} + S_{22,11}\left(|A_{1,1}|\right) \cdot A_{2,1} + S'_{22,11}\left(\left|A_{1,1}^{N}\right|\right) \cdot A_{2,1}^{*} \cdot e^{j \cdot 2\varphi(A_{1,1})} \tag{2.38}$$

Cependant, la propriété offerte par ce modèle, la prise en considération des harmoniques du signal, ne présente pas d'intérêt pour la simulation système, puisque généralement le domaine de validité est limité à la bande passante du dispositif.

Sur ces bases, nous allons reformuler les paramètres S fort-signal, afin d'établir un modèle non linéaire bilatéral simple du point de vue de la procédure d'extraction et de l'implémentation dans des simulateurs. Le domaine de validité du modèle se limite à la fréquence centrale du dispositif et ne peut donc pas tenir compte de la mémoire de l'amplificateur, ni des harmoniques du signal.

Dans ce cas où la mémoire n'est pas pris en compte et à la fréquence fondamentale du dispositif, on peut écrire de façon générale que le quadripôle est caractérisé par la relation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{b}_1 = f_{NL1}\left\{\Re e(\tilde{a}_1), \Im m(\tilde{a}_1), \Re e(\tilde{a}_2), \Im m(\tilde{a}_2)\right\} \\ \tilde{b}_2 = f_{NL2}\left\{\Re e(\tilde{a}_1), \Im m(\tilde{a}_1), \Re e(\tilde{a}_2), \Im m(\tilde{a}_2)\right\} \end{array} \right. \tag{2.39}$$

où $\tilde{a}_1$, $\tilde{a}_2$ et $\tilde{b}_1$, $\tilde{b}_2$ représentent respectivement les ondes incidentes et réfléchies complexes.

La figure 2.17 illustre une représentation vectorielle de l'équation 2.39 :

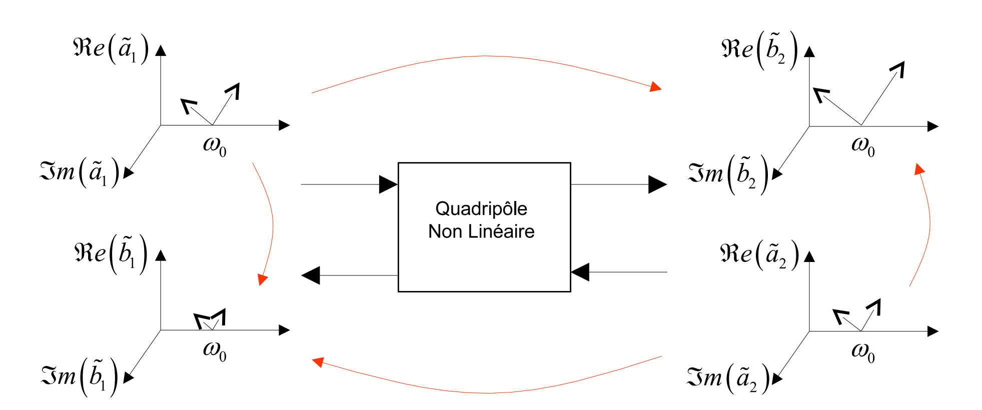


FIG. 2.17 – Principe des paramètres S non linéaires

En adoptant les abréviations suivantes : $\tilde{b}_i = f_{NLi}\left(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, \tilde{a}_2, \tilde{a}_2^*\right)$ avec i [1,2] ; $\vec{X} = f_{NL}\left(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, \tilde{a}_2, \tilde{a}_2^*\right)$ et $\vec{X}_0 = f_{NL}\left(\tilde{a}_1|_0, \tilde{a}_1^*|_0, \tilde{a}_2|_0, \tilde{a}_2^*|_0\right)$, le développement en série

de Taylor de l'équation 2.39 permet d'écrire la relation suivante :

$$\begin{aligned}
\tilde{b}_i &= f_{NLi}\left(\vec{X}_0\right) \\
&+ \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_1}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_1 + \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_1^*}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_1^* \\
&+ \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_2}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_2 + \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_2^*}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_2^* \\
&+ \cdots \\
&+ \frac{1}{n!} \cdot \left.\frac{\partial^n f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_1}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_1^n + \frac{1}{n!} \cdot \left.\frac{\partial^n f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_1^*}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_1^{*^n} \\
&+ \frac{1}{n!} \cdot \left.\frac{\partial^n f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_2}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_2^n + \frac{1}{n!} \cdot \left.\frac{\partial^n f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_2^*}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \Delta\tilde{a}_2^{*^n}
\end{aligned} \tag{2.40}$$

En limitant le développement au premier ordre, l'équation 2.39 devient :

$$\begin{aligned}
\tilde{b}_i &= f_{NLi}\left(\vec{X}_0\right) \\
&+ \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_1}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \left(\tilde{a}_1 - \tilde{a}_1|_0\right) + \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_1^*}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \left(\tilde{a}_1^* - \tilde{a}_1^*|_0\right) \\
&+ \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_2}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \left(\tilde{a}_2 - \tilde{a}_2|_0\right) + \left.\frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}\right)}{\partial \tilde{a}_2^*}\right|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \cdot \left(\tilde{a}_2^* - \tilde{a}_2^*|_0\right)
\end{aligned} \tag{2.41}$$

Dans le cadre de cette thèse, le dispositif étudié concerne les amplificateurs de puissance placés au coeur des TRMs. Les spécifications systèmes en TOS donnés pour ces dispositifs ne sont pas très élevés ($1 \leq$TOS≤ 3), les impédances de charge présentées aux amplificateurs se situent donc au voisinage de l'impédance optimale. Cette condition permet de considérer le cas de "non forte désadaptation" comme valide.

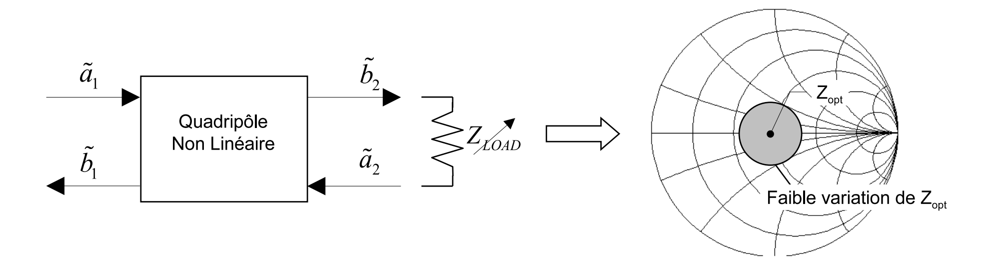


FIG. 2.18 – Illustration de la condition de non forte désadaptation

La condition de "non forte désadaptation" implique que l'onde incidente de puissance $\tilde{a}_2$ est faible devant $\tilde{a}_1$, soit $\tilde{a}_2 \approx 0$ et donc $\tilde{a}_2^* \approx 0$. Il en découle que le quadripôle est principalement dépendant de l'onde $\tilde{a}_1$, ce qui permet d'écrire l'égalité : $\vec{X} = f_{NL}\left(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, 0, 0\right)$.

L'équation 2.41 devient :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_i = {} & f_{Li}\left(\vec{X}_0\right) \\ & + \frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}_0\right)}{\partial \tilde{a}_1} \cdot \left(\tilde{a}_1 - \tilde{a}_1|_0\right) + \frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}_0\right)}{\partial \tilde{a}_1^*} \cdot \left(\tilde{a}_1^* - \tilde{a}_1^*|_0\right) + \frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}_0\right)}{\partial \tilde{a}_2} \cdot \left(\tilde{a}_2\right) \\ & + \frac{\partial f_{NLi}\left(\vec{X}_0\right)}{\partial \tilde{a}_2^*} \cdot \left(\tilde{a}_2^*\right) \end{aligned} \tag{2.42}$$

Un amplificateur de puissance peut être considéré comme un **système invariant dans le temps**. Son comportement se reproduisant de façon identique dans le temps, il ne dépend donc pas de l'origine des temps. Si le dispositif associe la sortie $y(t)$ à l'entrée $x(t)$, alors il associe $y(t-t_0)$ à $x(t-t_0)$. Ceci implique que si l'onde $\tilde{a}_1$ de l'amplificateur est déphasée, les 3 autres ondes le sont également de la même quantité. Cette propriété permet d'exprimer une fonction qui dépend de $\tilde{a}_1$ et $\tilde{a}_1^*$ en une fonction qui dépend de $|\tilde{a}_1|$ en introduisant un déphasage arbitraire $\varphi(\tilde{a}_1)$.

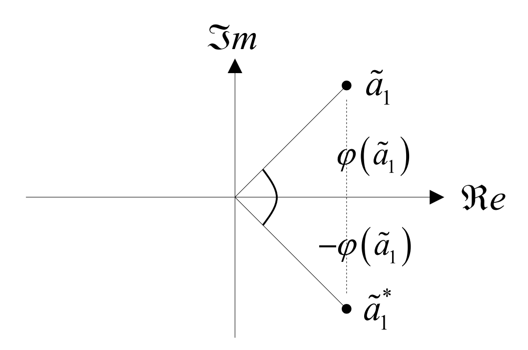


FIG. 2.19 – Introduction d'un déphasage libre

L'équation 2.42 s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_i \cdot e^{-j\cdot\varphi(\tilde{a}_1)} = {} & f_{Li}\left(|\tilde{a}_1|\right) \\ & + S_{i1}\left(|\tilde{a}_1|\right) \cdot \tilde{a}_1 \cdot e^{-j\cdot\varphi(\tilde{a}_1)} + S_{i1}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) \cdot \tilde{a}_1^* \cdot e^{j\cdot\varphi(\tilde{a}_1)} + S_{i2}\left(|\tilde{a}_1|\right) \cdot \tilde{a}_2 \cdot e^{-j\cdot\varphi(\tilde{a}_1)} \\ & + S_{i2}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) \cdot \tilde{a}_2^* \cdot e^{j\cdot\varphi(\tilde{a}_1)} \end{aligned} \tag{2.43}$$

Soit :

$$\tilde{b}_i = S_i^0\left(|\tilde{a}_1|\right) + S_{i1}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{a}_1 + S_{i1}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{a}_1^*\cdot e^{j.2.\varphi(a_1)} + S_{i2}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{a}_2 + S_{i2}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{a}_2^*\cdot e^{j.2.\varphi(a_1)} \tag{2.44}$$

Dans le cas d'un quadripôle, on peut réecrire cette relation de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix}\tilde{b}_1\\ \tilde{b}_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}S_1^0\left(|\tilde{a}_1|\right)+S_{11}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{12}\left(|\tilde{a}_1|\right)\\ S_2^0\left(|\tilde{a}_1|\right)+S_{21}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{22}\left(|\tilde{a}_1|\right)\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\tilde{a}_1\\ \tilde{a}_2\end{pmatrix} + e^{j.2.\varphi(\tilde{a}_1)}\cdot\begin{pmatrix}S_{11}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{12}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right)\\ S_{21}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{22}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right)\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\tilde{a}_1^*\\ \tilde{a}_2^*\end{pmatrix} \tag{2.45}$$

L'onde $\tilde{a}_1$ peut être considérée comme la référence de phase, ce qui conduit à écrire que : $\tilde{a}_1 = |\tilde{a}_1|$. Soit $\tilde{a}_1^* = \tilde{a}_1$. L'équation précédente se simplifie en :

$$\begin{pmatrix}\tilde{b}_1\\ \tilde{b}_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}S_{11_{total}}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{12}\left(|\tilde{a}_1|\right)\\ S_{21_{total}}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{22}\left(|\tilde{a}_1|\right)\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\tilde{a}_1\\ \tilde{a}_2\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}0 & S_{12}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right)\\ 0 & S_{22}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right)\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\tilde{a}_1^*\\ \tilde{a}_2^*\end{pmatrix} \tag{2.46}$$

avec $S_{i1_{total}}\left(|\tilde{a}_1|\right) = S_i^0\left(|\tilde{a}_1|\right) + S_{i1}\left(|\tilde{a}_1|\right) + S_{i1}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right)$ où i [1 ;2].

Cette équation caractérise un dispositif non linéaire de manière bilatérale, dans le cas où la désadaptation de la charge n'est pas forte. Ce formalisme peut être vu comme un modèle de type **AM/AM-AM/PM bilatéral**. Son domaine de validité reste limité au fonctionnement statique et ne peut donc pas prendre en compte la mémoire éventuelle du dispositif.

2.5.2.3 Extraction des paramètres S fort-signal sans mémoire

L'extraction consiste à mesurer les ondes de puissances $\tilde{a}_1$, $\tilde{a}_2$, $\tilde{b}_1$ et $\tilde{b}_2$ aux bornes de l'amplificateur, afin de déterminer les paramètres S fort-signal. Pour cela, le dispositif est soumis à un signal d'excitation CW de niveau variable, les paramètres S fort-signal étant exprimés en fonction du module de l'onde incidente, pour différentes conditions de charge.

Pour un amplificateur, les six paramètres $\left(S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}, S_{12}^{\Delta}, S_{22}^{\Delta}\right)$ de l'équation 2.46 doivent être extraits. Pour résoudre ce système à six inconnues, la condition minimale nécessaire est d'effectuer la même mesure en refermant le quadripôle sur trois conditions de charge différentes afin d'obtenir six équations.

Il est à noter que, pour un quadripôle, l'extraction sur trois impédances de charge constitue la condition minimale pour réaliser le calcul des six paramètres S fort-signal. Il serait possible de considérer davantage d'impédances de fermeture pour résoudre le système, ce qui conduit à avoir plus d'équations que d'inconnues. La résolution s'effectue à l'aide de la méthode des moindres carrées et permettrait de minimiser l'erreur.

Dans le cas où l'identification est réalisée sur trois impédances de fermeture, le système linéaire suivant est obtenu :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_{1_{Z1}} \\ \tilde{b}_{2_{Z1}} \\ \tilde{b}_{1_{Z2}} \\ \tilde{b}_{2_{Z2}} \\ \tilde{b}_{1_{Z3}} \\ \tilde{b}_{2_{Z3}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{a}_{1_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}} & \tilde{a}^*_{2_{Z1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}} & \tilde{a}^*_{2_{Z1}} \\ \tilde{a}_{1_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}} & \tilde{a}^*_{2_{Z2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}} & \tilde{a}^*_{2_{Z2}} \\ \tilde{a}_{1_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}} & \tilde{a}^*_{2_{Z3}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}} & \tilde{a}^*_{2_{Z3}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S^{\Delta}_{12} \\ S_{21} \\ S_{22} \\ S^{\Delta}_{22} \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

Le système 2.47 peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S^{\Delta}_{12} \\ S_{21} \\ S_{22} \\ S^{\Delta}_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{a}_{1_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}} & \tilde{a}^*_{2_{Z1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}} & \tilde{a}^*_{2_{Z1}} \\ \tilde{a}_{1_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}} & \tilde{a}^*_{2_{Z2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}} & \tilde{a}^*_{2_{Z2}} \\ \tilde{a}_{1_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}} & \tilde{a}^*_{2_{Z3}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}} & \tilde{a}^*_{2_{Z3}} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{b}_{1_{Z1}} \\ \tilde{b}_{2_{Z1}} \\ \tilde{b}_{1_{Z2}} \\ \tilde{b}_{2_{Z2}} \\ \tilde{b}_{1_{Z3}} \\ \tilde{b}_{2_{Z3}} \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

Les valeurs des six paramètres sont alors calculées, l'identification du modèle permettant l'extraction des ondes $a_{i_{Zn}}$ et $b_{i_{Zn}}$, pour chaque point de puissance de la plage de l'onde incidente du dispositif $|\tilde{a}_1|$.

Théoriquement, le choix des impédances de charge pour l'extraction n'a pas d'importance car le système décrivant l'équation 2.47 est linéaire.

Cependant, le principe de ce modèle repose sur l'hypothèse que l'onde incidente $\tilde{a}_2$ est faible devant l'onde $\tilde{a}_1$, puisque que l'on réalise le développement de Taylor autour de $\tilde{a}_2 \approx 0$. Il donc préférable que les impédances choisies pour l'extraction vérifient cette condition, elles doivent ainsi se situer autour de l'impédance nominale du dispositif, ce qui vérifie le cas où $\tilde{a}_2 = 0$.

Les valeurs de coefficients de réflexion choisies dans la suite de nos travaux, qui permettent un bon conditionnement du système sont les suivantes [41] :

- $\Gamma_{Z1} = 0$ (impédance nominale du dispositif),
- $\Gamma_{Z2} = 0.2 \cdot e^{j \cdot 0}$,
- $\Gamma_{Z3} = 0.2 \cdot e^{j \cdot \pi/2}$.

Du point de vue de la simulation, l'extraction est très simple puisqu'elle consiste en une simulation en HB, répétée trois fois. L'amplificateur est excité à sa fréquence

fondamentale f_0 par un signal CW de niveau variable pour trois charges différentes, les tensions et courants sont mesurés dans les plans d'accès du dispositif, puis convertis en ondes de puissances afin de résoudre le système 2.48.

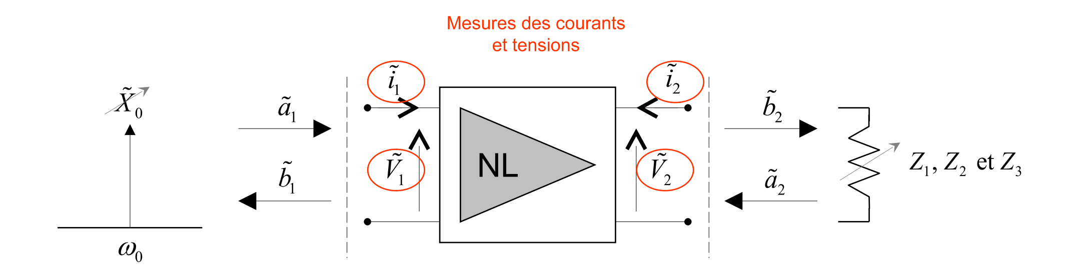


FIG. 2.20 – Principe de l'extraction des paramètres S fort-signal

Expérimentalement, la mesure des ondes de puissances, via celle des courants-tensions, s'effectue à l'aide d'un ARV sur un banc Load-Pull [42].

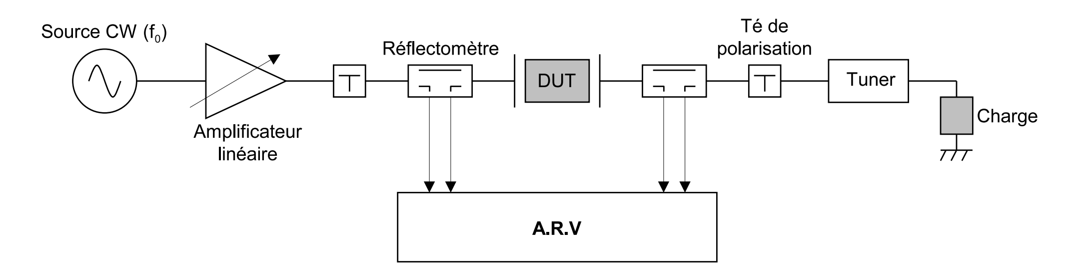


FIG. 2.21 – Synoptique d'un banc de caractérisation load-pull

Il apparaît qu'un des avantages majeurs de ce modèle réside dans sa simplicité d'extraction. En effet, trois mesures CW suffisent à caractériser l'ensemble d'une zone de l'abaque de Smith autour de la condition de charge $\Gamma_{Z1} = 0$. Par ailleurs, le temps nécessaire et les moyens mis en oeuvre sont réduits.

2.5.3 Paramètres S fort-signal à mémoire

Les paramètres S fort-signal ont connu de nombreuses évolutions et améliorations au cours des derniers trimestres. Des modèles bilatéraux basés sur ce principe ont été publiés récemment.

Dans des travaux récents [43][44], le modèle de J. Verspecht, validé à la fréquence fondamentale ainsi qu'aux harmoniques d'un amplificateur, est paramétré en fréquence afin de le caractériser dans sa bande passante.

L'équation du modèle, appelé PHD, est la suivante :

$$\begin{aligned} B_{m,k}\left(\left|A_{1,1}\right|, f\right) = &\sum_{n} \sum_{h=1,\ldots,i} S_{mn,kh}\left(\left|A_{1,1}\right|, f\right) \cdot P^{k-h} \cdot A_{n,h} \\ &+ \sum_{n} \sum_{h=1,\ldots,i} T_{mn,kh}\left(\left|A_{1,1}\right|, f\right) \cdot P^{k+h} \cdot A_{n,h}^{*} \end{aligned} \tag{2.49}$$

avec

$$T_{m1,k1} = 0 \tag{2.50}$$

Le paramètre T est identique à celui que l'on a désigné plus haut par S^{Δ}, $T_{m1,k1} = 0$ équivaut alors à $S_{11}^{\Delta} = 0$ et $S_{12}^{\Delta} = 0$. $P = e^{j \cdot 2\varphi(A_{1,1})}$, m et n désignent les ports du dispositif associés à l'ordre des harmoniques k et h.

L'identification est basée sur une perturbation non linéaire du composant qui résulte d'un signal d'entrée "grand signal" à la fréquence fondamentale et d'une raie "petit signal" appliquée alternativement à chaque port et à toutes les harmoniques ($f_0, 2f_0, 3f_0$, etc.). L'extraction des paramètres S et T nécessite trois mesures à chaque port et à chaque harmonique à l'aide d'un LSNA :

- la réponse du signal grande raie sans perturbations ;
- la réponse de la combinaison grande raie / petite raie ;
- la réponse de la combinaison grande raie / petite raie pour une relation de phase différente.

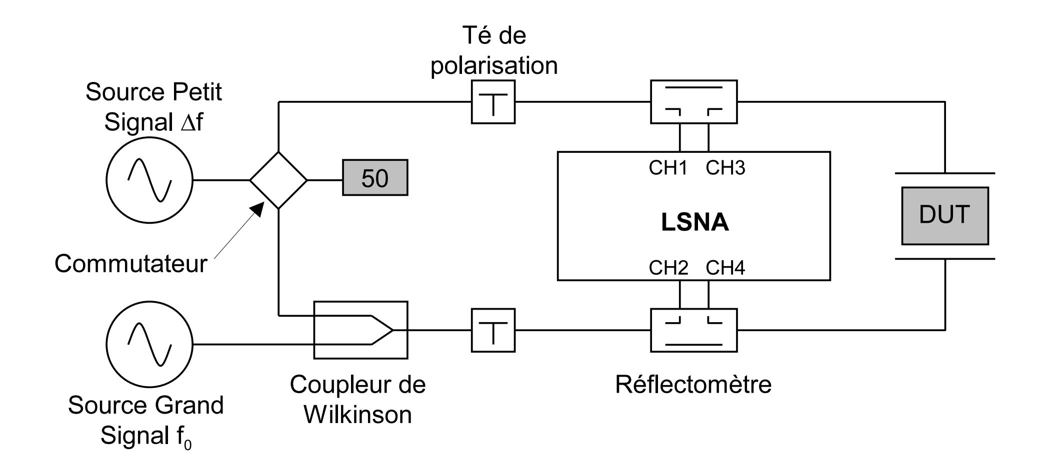


FIG. 2.22 – Extraction expérimentale du modèle PHD à l'aide du LSNA

Ce modèle est un véritable progrès dans la modélisation bilatérale, néanmoins l'identification des paramètres demeure complexe et nécessite un banc d'extraction coûteux tel que le LSNA.

Par ailleurs, ce modèle implémenté dans l'environnement de simulation ADS, considère la fréquence du signal comme un paramètre, ce qui le réduit à un fonctionnement statique.

Plus récemment encore dans [45], les auteurs ont étendu le modèle PHD à la prise en compte des effets mémoire à long terme, mais dans cette configuration, la sortie du circuit doit être considérée comme parfaitement adaptée, ce qui enlève le caractère bilatéral du modèle.

Dans [41], l'auteur établit une forme rigoureuse de la dépendance en fréquence de l'amplificateur dans sa bande passante grâce aux séries de Volterra dynamiques.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \tilde{B}_1(t,\Omega) \\ \tilde{B}_2(t,\Omega) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} S_1^0\left(|\tilde{a}_1(t)|\right) + S_{11}\left(|\tilde{a}_1(t),\Omega|\right) & S_{12}\left(|\tilde{a}_1(t),\Omega|\right) \\ S_2^0\left(|\tilde{a}_1(t)|\right) + S_{21}\left(|\tilde{a}_1(t),\Omega|\right) & S_{22}\left(|\tilde{a}_1(t),\Omega|\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{A}_1(\Omega) \\ \tilde{A}_2(\Omega) \end{pmatrix} \\ &+ e^{j\cdot 2\varphi(a_1(t))} \cdot \begin{pmatrix} S_{11}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1,\Omega|\right) & S_{12}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1,\Omega|\right) \\ S_{21}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1,\Omega|\right) & S_{22}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1,\Omega|\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{A}_1^*(-\Omega) \\ \tilde{A}_2^*(-\Omega) \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{2.51}$$

L'identification des différents paramètres s'effectue à l'aide d'un signal deux tons, une petite et une grande raie, appliqué à l'entrée du dispositif, de la même manière que pour un modèle de Volterra dynamique que nous avons vu dans le section 2.4.3 [25], mais pour trois impédances de charges différentes.

Ce formalisme, implémenté dans le logiciel commercial GoldenGate (Agilent Technologies), est très intéressant parce qu'il permet de prendre en compte la mémoire de l'amplificateur.

2.6 Conclusion

Les principes sur lesquels repose la modélisation comportementale, c'est à dire la description des composants de base sous la forme de relations mathématiques non linéaires, sont adaptés à la simulation efficace des systèmes électroniques. Ce type de simulation passe néanmoins par le développement de modèles évolués, en particulier d'amplificateurs de puissance, capables de prendre en compte les différentes perturbations non linéaires en leur sein.

Les modèles d'amplificateurs unilatéraux offrent un choix très important, des plus simples au plus performants, en matière de simulation des effets mémoires HF et BF. Cependant, afin de dépasser la restriction imposée par le caractère unilatéral de ces simulations, des modèles bilatéraux, tenant compte de l'impédance de fermeture des

amplificateurs, ont vu le jour. Parmi eux, le modèle basé sur les paramètres S fort-signal, considéré comme le plus séduisant, a en particulier retenu notre attention.

Modèle	*Signal d'extraction*	*TOS*	*Mémoire HF*	*Mémoire BF*
AM/AM-AM/PM	CW @ f_0	- - -	- - -	- - -
Hammerstein - Wiener	CW @ BW	- - -	- - +	- - -
Volterra dynamique (2 noyaux)	CW @ BW	- - -	+ + +	- - +
Volterra modulée	CW @ BW et Heaviside modulé	- - -	+ + +	+ + +
Volterra 1 noyau et impédance thermique [46]	CW @ BW et analyse thermique	- - -	+ + +	- + + (mémoire thermique)
Paramètres S fort-signal	CW @ f_0 sur 3 impédances	+ + +	- - -	- - -
PHD	Grande / petite raies	+ + +	- - -	- - -
Volterra bilatéral	CW @ BW et Heaviside modulé sur 3 impédances	+ + +	+ + +	+ + +

Tab. 2.3 – Synthèse des modèles comportementaux d'amplificateur de puissance

Toutefois, bien que dans des travaux récents [41], la modélisation des effets liés à la mémoire des amplificateurs ait été validée, elle s'effectue à l'aide d'un modèle complexe, nécessitant une extraction délicate, ôtant de ce fait au modèle le caractère simple et fonctionnel du principe des paramètres S fort-signal.

Par ailleurs, les différents modèles proposés dans la littérature basés sur ce principe, n'offrent pas de pistes de modélisation concernant la prise en compte des effets thermiques causés par les transistors.

Un nouvelle approche permettant de simplifier la prise en compte des effets de mémoire et de compléter ce manque de généralité, nécessitant néanmoins d'autres étapes de développement et de validation, fait l'objet de la partie B du troisième chapitre.

2.7 Bibliographie

[1] J. Vlach and K. Singhal, *Computer Methods for Circuit Analysis and Design.* Van Nostrand Reinhold, 2nd édition, N.Y., 1994.

[2] E. Ngoya, "Contribution à la création d'outils de CAO des circuits non-linéaires microondes," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Octobre 1988.

[3] E. Ngoya and R. Larchevèque, "Envelop Transient Analysis : A New Method for thr Transient and Steady State Analysis of Microwave Communication Circuits and Systems," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1996, pp. 1365–1368.

[4] J.-C. Pedro and S.-A. Maas, "A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163, April 2005.

[5] A. Sano and L. Sun, "Identification of Hammerstein-Wiener System with Application to Compesatio for Nonlinear Distortion," in *Proceedings of the 41st SICE Annual Conference*, 2002, pp. 1521–1526.

[6] V. Volterra, *Theory of Functionals and of Integral of Integro-Differential Equations.* Dover Publications, Inc, N.Y., 1958.

[7] M.-T. Abuelma'atti, "Frequency-Depend Nonlinear Quadrature Model for TWT Amplifiers," *IEEE Transactions on Communication*, vol. COM-32, no. 8, pp. 982–986, August 1984.

[8] F. Launay, Y. Wang, S. Toutain, D. Barataud, J.-M. Nebus, and R. Quéré, "Nonlinear Amplifier Modeling Taking Into Account HF Memory Frequency," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002, pp. 865–868.

[9] A. Saleh, "Frequency-independent and Frequency-dependent Models of TWT Amplifiers," *IEEE Transactions on Communication*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1715–1720, November 1981.

[10] S. Boyd and L. Chua, "Fading Memory and the Problem of Approximating Nonlinear Operators with Volterra Series," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-32, no. 11, pp. 1150–1161, November 1985.

[11] M. Schetzen, "Nonlinear System Modeling Based on the Wiener Theory," *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 12, pp. 1557–1573, December 1981.

[12] C. Silva, A. Moulthrop, and M. Muha, "Introduction to Polyspectral Modeling and Compensation Techniques for Wideband Communications Systems," in *58th ARFTG Conference Digest*, 2001, pp. 1–15.

[13] W. Bösch and G. Gatti, "Measurement and Simulation of Memory Effects in Predistorsion Linearizers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1885–1890, December 1989.

[14] P. Asbeck, H. Kobayashi, M. Iwamoto, G. Hanington, S. Nam, and L. Larson, "Augmented Behavioral Charcterization for Modeling the Nonlinear Response of Power Amplifiers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002, pp. 135–138.

[15] P. Draxler, I. Langmore, T. Hung, and P. Asbeck, "Time Domain Characterization of Power Amplifiers with Memory Effets," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 803–806.

[16] H. Ku and J.-S. Kenney, "Behavioral Modeling of Nonlinear RF Power Amplifiers Considering Memory Effects," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 2495–2504, December 2003.

[17] A. Zhu, M. Wren, and T.-J. Brazil, "An Efficient Volterra-Based Behavioral Model for Wideband RF Power Amplifiers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 787–790.

[18] N. Le Gallou, "Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Novembre 2001.

[19] N. Le Gallou, E. Ngoya, H. Buret, D. Barataud, and J.-M. Nebus, "An Improved Behavioral Modeling Technique for High Power Amplifiers with Memory," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, pp. 983–986.

[20] T. Reveyrand, C. Mazière, J.-M. Nébus, R. Quéré, A. Mallet, L. Lapierre, and J. Sombrin, "A calibrated time domain envelope measurement system for the behavioral modeling of power amplifiers," in *Microwave Conference, 2002. 34th European*, September 2002, pp. 237–240.

[21] A. Soury, "Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Octobre 2002.

[22] A. Soury, E. Ngoya, and J.-M. Nebus, "A New Behavioral Model taking into account Nonlinear Memory Effects and Transient Behaviors in Wideband SSPAs," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002, pp. 853–856.

[23] C. Mazière, "Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à larges bandes utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Novembre 2004.

[24] F. Filicori, G. Vannini, and V. Monaco, "A Nonlinear Integral model of Electron Devices for HB Circuit Analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 7, pp. 1456–1465, July 1992.

[25] E. Ngoya, N. Le Gallou, J.-M. Nebus, H. Buret, and P. Reig, "Accurate RF and Microwave System Level Modeling of Wide Band Nonlinear Circuits," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2000, pp. 79–82.

[26] N. Le Gallou, D. Barataud, H. Buret, J.-M. Nebus, and E. Ngoya, "A Novel Measurement Method for the Extraction of Dynamic Volterra Kernels of Microwave Power Amplifier," in *European Microwave Week, GaAs Conference*, 2000.

[27] M. El Yaaoubi, "Contribution à la caractérisation temporelle de dispositifs micro-ondes non-linéaires. Application à des signaux de type multiporteuse large bande," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Décembre 2006.

[28] F. De Groote, "Mesures de formes d'ondes temporelles en impulsions : application à la caractérisation de transistors micro-ondes de forte puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Octobre 2007.

[29] F. Macraigne, "Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Décembre 2005.

[30] Z. Madini, "Titre de la thèse préparée : Caractérisation et modélisation des dynamiques non linéaires dans les dispositifs pour systèmes de télécommunications : cas de la PLL et de l'Amplificateur de Puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Mars 2008.

[31] E. Ngoya, J. Rousset, P. Reig, N. Le Gallou, Y. Harkouss, and D. Barataud, "A New Behavioural Model for Microwave and RF SSPA Tacking Into Account Inter Stage Mismatch, using Artificial Wavelet Neural Networks," in *28th European Microwave Week*, 1998, pp. 119–122.

[32] Y. Harkouss, "Application de réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositfs microondes non linéaires," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Décembre 1998.

[33] J. Xu, M. Yagoub, R. Ding, and Q.-J. Zhang, "Neural-based Dynamic Modeling of Nonlinear Microwave Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp. 2769–2780, December 2002.

[34] J. Wood, J. Horn, and D.-E. Root, "Extending Static Models by using Time Series to Identify the Dynamical Behavior," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.

[35] Q.-J. Zhang and K.-C. Gupta, *Neural Networks for RF and Microwave Design.* orwood, MA : Artech House, 2000.

[36] K. Kurokawa, "Power Waves and Scattering Matrix," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, pp. 194–202, March 1965.

[37] D. Wiener and G. Naditch, "A Scattering Variable Approach to the Volterra Analysis of Nonlinear Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 24, no. 7, pp. 422–433, July 1976.

[38] F. Verbeyst and M. Vanden Bossche, "VIOMAP, the S-Paramter Equivalent for Weakly Nonlinear RF and Microwave Devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 12, pp. 2531–2535, December 1994.

[39] T. Wang and T. Brazil, "A Volterra Mapping-Based S-Parameter Behavioral Model for Nonlinear RF and Microwave Circuits and Systems," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1999, pp. 783–786.

[40] J. Verspecht, "Scattering Function for Nonlinear Behavioral Modeling in the Frequency Domain," in *Foundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling : Foundations & Applications Workshop, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003.

[41] A. Soury, E. Ngoya, and J. Rousset, "Behavioral modeling of RF and microwave circuit blocs for hierarchical simulation of modern transceivers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, pp. 978–981.

[42] T. Reveyrand, A. Soury, F. Macraigne, G. Nanfack, D. Barataud, J.-M. Nebus, and E. Ngoya, "A Time Domain Envelope Vectorial Network Analyzer for Non-Linear Measurement Based Modeling Accounting Impedance Mismatch," in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Sorrento, Italie, 2006.

[43] J. Verspecht, D.-E. Root, J. Wood, and A. Cognata, "Broad-Band, Multi-Harmonic Frequency Domain Behavioral Models from Automated Large-Signal Vectorial Network Measurements," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, pp. 1975–1978.

[44] D.-E. Root, J. Verspecht, D. Sharrit, J. Wood, and A. Cognata, "Broad-Band Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models From Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3656–3664, November 2005.

[45] J. Verspecht, D. Gunyan, J. Horn, J. Xu, A. Cognata, and D.-E. Root, "Multi-tone, Multi-port, and Dynamic Memory Enhancements to PHD Nonlinear Behavioral Models from Large-signal Measurements and Simulations," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2007, pp. 969–972.

[46] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quéré, and Y. Mancuso, "Behavioral Thermal Modeling for Microwave Power Amplifier Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 11, pp. 2290–2297, November 2007.

Chapitre 3 :

Modélisation comportementale bilatérale dans des environnements de simulation circuit et système

Dans les chapitres précédents, nous avons vu l'importance que prennent la variation de l'impédance de charge et les effets mémoires HF dans les amplificateurs. Les distorsions engendrées par ces phénomènes sont primordiales car elles dégradent fortement les prédictions des performances système des amplificateurs dans les chaînes radar. La nécessité de modéliser ces dégradations du signal nous a conduit à présenter un principe de modélisation à même de tenir compte de ces effets, basé sur les paramètres S fort-signal.

La première partie de ce chapitre sera consacrée aux résultats de modélisation boite noire bilatérale fondée sur les paramètres S fort-signal statiques. Cette partie nous permettra d'une part de valider ce modèle dans l'environnement de simulation circuit ADS et d'autre part de présenter un outil associé à ce modèle permettant son utilisation automatisée dans cet environnement de simulation.

La seconde partie sera dédiée à l'introduction d'une nouvelle approche de modélisation, appelée modèle topologique, qui considère séparément les parties actives et passives suivant la structure du circuit afin de pouvoir mieux modéliser les différents phénomènes dont il est le siège. Nous nous concentrerons ici sur la modélisation des désadaptations de charges en appliquant le formalisme des paramètres S fort-signal aux transistors de l'amplificateur et non à ses accès, les parties passives restant décrites par des blocs de paramètres S.

Enfin, dans la dernière partie, nous présenterons l'intégration du modèle comportemental boite noire bilatéral dans un nouvel environnement de simulation système. Cet environnement repose sur le couplage du logiciel Scilab/Scicos avec le langage libre de programmation Modelica, permettant une description implicite des équations qui régissent ce modèle. Cet environnement permettra de valider le modèle boite noire dans le domaine temporel.

3.1 PARTIE A - Application du modèle comportemental bilatéral sans mémoire dans un environnement circuit

3.1.1 Introduction

Cette partie présente les résultats du modèle comportemental "boite noire" bilatéral sur un amplificateur de puissance. Le modèle utilisé est basé sur le principe des paramètres S fort-signal statiques, présenté dans le chapitre 2. Ce modèle, équivalent à des courbes

AM/AM-AM/PM bilatérales @f_0, possède une identification très simple et rapide, qui repose soit sur des simulations HB soit sur des mesures CW de l'amplificateur, pour laquelle trois conditions de charges différentes sont nécessaires.

Son implémentation implique que l'environnement de simulation d'accueil doit être capable de gérer des équations implicites, en raison du caractère bilatéral du modèle. C'est pourquoi, dans cette partie, il a été implémenté dans l'environnement circuit ADS grâce à des outils spécifiques, qui permettent d'une part de résoudre ce type d'équations et d'autre part d'interpoler de manière très simple les fichiers de paramètres S fort-signal issus de l'extraction et exprimés sous forme de tableaux de valeurs.

Afin qu'un utilisateur puisse exploiter aisément ce modèle système, une procédure automatisée a été établie pour réaliser l'extraction des paramètres de l'amplificateur, le calcul associé des paramètres S fort-signal statiques et l'intégration du modèle.

Afin de valider ce principe de modélisation et son implémentation, les réponses d'un amplificateur de puissance seront comparées à celles de son modèle boite noire par des simulations HB pour différentes impédances de charge. On peut noter par ailleurs que l'extraction du modèle a été effectuée pour que celui-ci possède un fonctionnement optimal pour des désadaptations présentant un TOS ≤ 2.

3.1.2 Présentation de l'amplificateur de test

L'évaluation du modèle comportemental s'effectue à l'aide d'un projet de conception d'un amplificateur de puissance en bande S (f_0=2.1 GHz). Cet amplificateur est composé d'un étage, constitué de 4 transistors HBT (20×20×70 μm^2) développés par UMS. Les modèles circuit des transistors utilisés sont électro-thermiques (circuit RC). L'amplificateur possède 11.6 dB de gain en petit signal et délivre une puissance de 43 dBm ($\approx$ 20 Watts) pour un rendement de 63.5% à 1 dB de compression.

3.1.3 Identification des paramètres S fort-signal

L'extraction des paramètres S fort-signal statiques nécessite de relever les courants et tensions RF aux bornes de l'amplificateur, pour trois conditions de charge, à partir de simulations HB, décrites section 2.5.2.3. Le template de simulation est donné par la figure 3.1. Les trois conditions de charge de l'amplificateur utilisées pour cette extraction correspondent aux impédances suivantes :

- Z1=50 Ω $\Rightarrow \Gamma_{Z1} = 0$ (impédance nominale du dispositif)
- Z2=75 Ω $\Rightarrow \Gamma_{Z2} = 0.2 \cdot e^{j \cdot 0}$

- Z3=46.2+j.19.2 Ω ⇒ $\Gamma_{Z3} = 0.2 \cdot e^{j \cdot \pi/2}$

Ces impédances servant à l'extraction sont choisies pour assurer une prédiction optimale du modèle pour des désadaptations correspondant à un TOS de 2 (cf section 2.5.2).

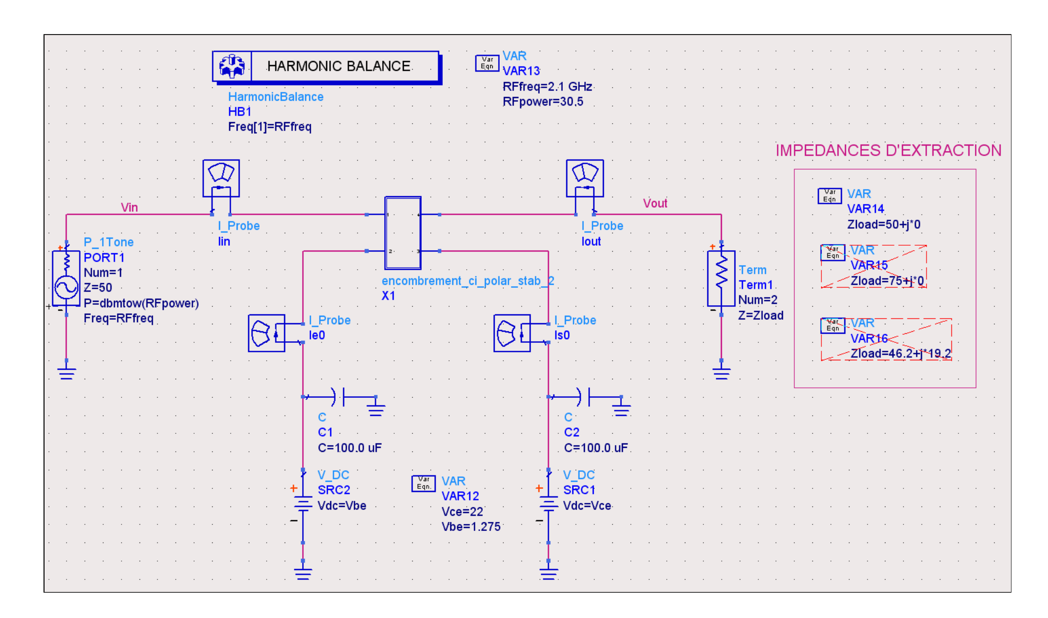


FIG. 3.1 – Template d'extraction des paramètres S fort-signal

Les mesures des courants/tensions pour les différentes conditions de charge sont directement exportées sous forme de fichiers textes depuis le data-sheet d'ADS.

Un programme, en langage Scilab, permet de lire les différents fichiers et calcule les paramètres S fort-signal de l'amplificateur selon l'équation 3.1 pour chaque niveau de puissance extrait. La sortie du programme fournit alors les paramètres S fort-signal sous la forme d'un fichier texte.

$$\begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{12} \\ S_{12}^{\Delta} \\ S_{21} \\ S_{22} \\ S_{22}^{\Delta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{a}_{1_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}} & \tilde{a}_{2_{Z1}}^* \\ \tilde{a}_{1_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}} & \tilde{a}_{2_{Z2}}^* \\ \tilde{a}_{1_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{a}_{1_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}} & \tilde{a}_{2_{Z3}}^* \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{b}_{1_{Z1}} \\ \tilde{b}_{2_{Z1}} \\ \tilde{b}_{1_{Z2}} \\ \tilde{b}_{2_{Z2}} \\ \tilde{b}_{1_{Z3}} \\ \tilde{b}_{2_{Z3}} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

La figure 3.2 présente les courbes d'identification des paramètres S fort-signal de l'amplificateur de test, en module (dB) et en phase (°).

Nous constatons que les paramètres S_{12}^{Δ} et S_{22}^{Δ} ("S12D" et "S22D" sur la figure 3.2)

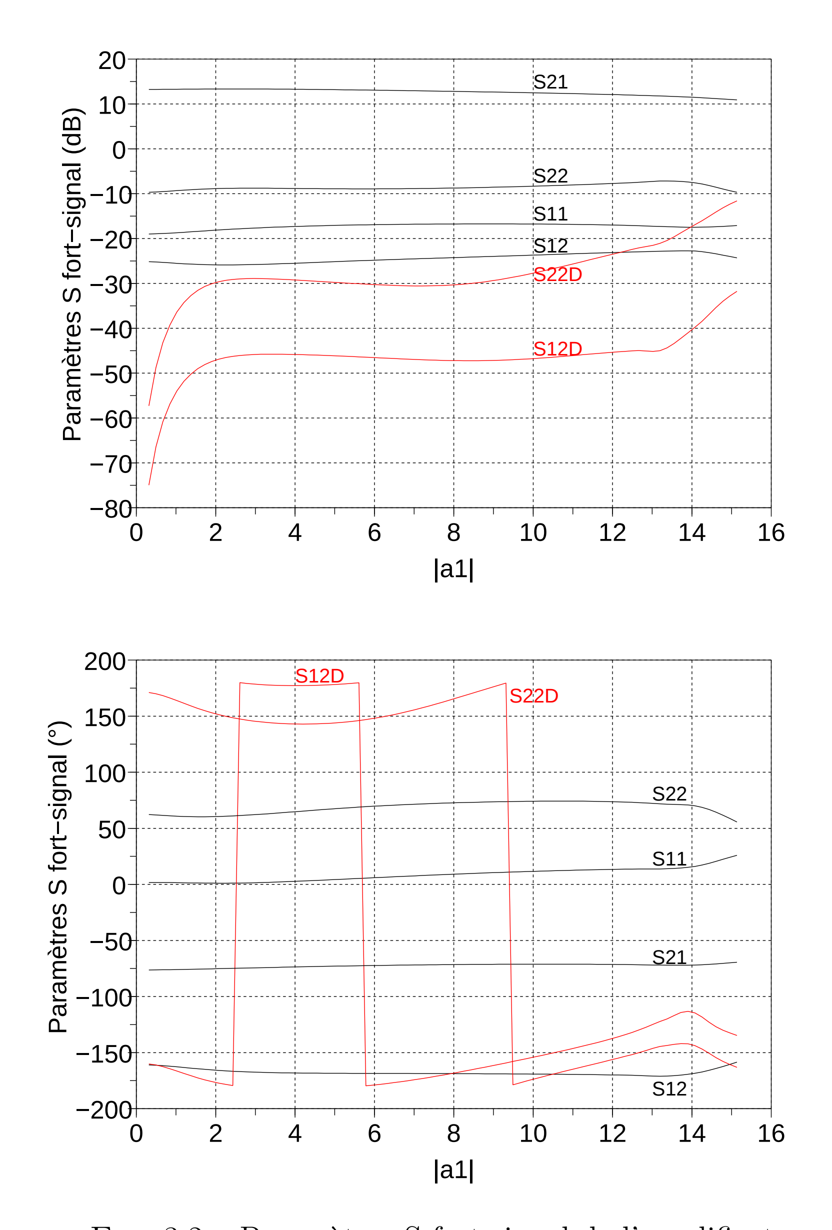


Fig. 3.2 – Paramètres S fort-signal de l'amplificateur

n'ont pas d'influence en petit signal. Le modèle est alors identique aux paramètres S de l'amplificateur en petit signal. Cependant, pour des valeurs fortes de $|\tilde{a}_1|$, correspondant à la zone de compression de l'amplificateur, ces deux paramètres ne sont plus négligeables et ont un impact important sur le fonctionnement du modèle, en particulier le paramètre S_{22}^{Δ} qui possède un module comparable à ceux des S_{11}, S_{12} et S_{22} du modèle.

3.1.4 Intégration du modèle comportemental dans l'environnement ADS

L'amplificateur de puissance est modélisé grâce à une boîte à outils FDD [1] [2] où est définie entre les ports d'entrée et sortie la relation non linéaire 3.2 qui correspond au fonctionnement de l'amplificateur.

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{12}\left(|\tilde{a}_1|\right) \\ S_{21}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{22}\left(|\tilde{a}_1|\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S_{12}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) \\ 0 & S_{22}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \\ \tilde{a}_2^* \end{pmatrix} \tag{3.2}$$

Le fichier texte des paramètres S fort-signal, issu du programme d'identification sous Scilab, possède une entête particulière au format de fichier lu par les DACs. Ces données sont alors lues et interpolées par splines cubiques au moment de la simulation.

La figure 3.3 illustre l'intégration du modèle boite noire dans l'environnement ADS, grâce aux outils FDD et DAC. L'utilisation des paramètres S fait généralement appel aux ondes de puissance [3], définies par l'équation 3.3 avec $i = 1, 2$.

$$\tilde{a}_i = \frac{\tilde{v}_i + \tilde{Z}_{ref} \cdot \tilde{i}_i}{2 \cdot \sqrt{\Re\left(\tilde{Z}_{ref}\right)}} \quad et \quad \tilde{b}_i = \frac{\tilde{v}_i - \tilde{Z}_{ref}^* \cdot \tilde{i}_i}{2 \cdot \sqrt{\Re\left(\tilde{Z}_{ref}\right)}} \tag{3.3}$$

Cependant, le formalisme des paramètres S fort-signal peut impliquer que l'impédance de référence soit complexe, par exemple si la non-linéarité considérée est un transistor. Les ondes de tensions sont donc utilisées [4][5], définies par l'équation 3.4.

$$\tilde{a}_i = \frac{\tilde{v}_i + \tilde{Z}_{ref} \cdot \tilde{i}_i}{2} \quad et \quad \tilde{b}_i = \frac{\tilde{v}_i - \tilde{Z}_{ref} \cdot \tilde{i}_i}{2} \tag{3.4}$$

3.1.5 Processus d'implémentation du modèle comportemental

La figure 3.4 illustre le processus d'utilisation du modèle comportemental boite noire dans ADS, depuis son extraction jusqu'à son implémentation.

3.1.6 Résultats sur l'amplificateur de test

- **Tests sur les impédances servant à l'extraction**

Dans un premier temps, les impédances testées sur le modèle de l'amplificateur de puissance sont celles qui ont servi à son identification. La résolution du système 3.1 étant basée sur des simulations pour ces trois impédances, l'erreur attendue est nulle et permet

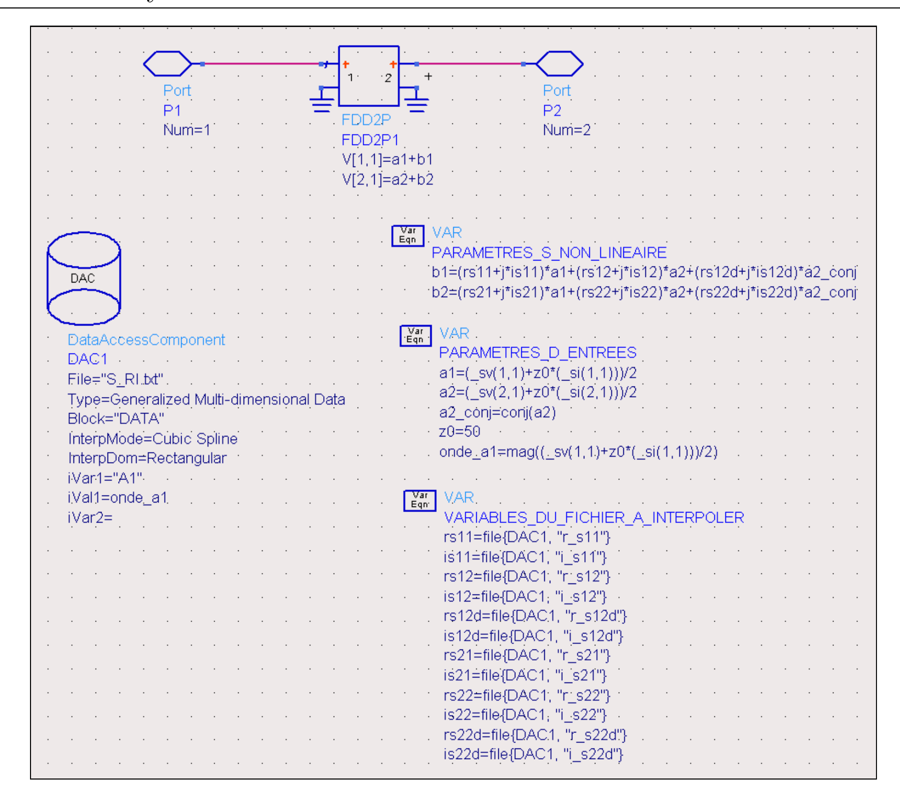


FIG. 3.3 – Implémentation du modèle comportemental sous ADS

de valider la phase d'identification (figure 3.5).

- **Tests sur des impédances présentant un TOS 2 pour "toutes phases"**

On souhaite maintenant étudier le comportement du modèle boite noire pour différentes conditions de charge présentant une désadaptation relativement importante. Les charges testées ont un coefficient de réflexion $|\Gamma| = 1/3$, pour 8 phases différentes, réparties uniformément sur un cercle d'impédance correspondant à un TOS 2 (figure 3.6).

Les figures 3.7 et 3.8 montrent que les variations du niveau du gain et de la phase de l'amplificateur sont très importantes pour ces impédances, jusqu'à 3dB en gain et 50° en phase. Ces fortes variations démontrent ainsi l'intérêt d'avoir un modèle d'amplificateur capable de tenir compte des phénomènes de désadaptation.

Dans la zone linéaire, l'erreur du modèle par rapport au circuit est nulle, son fonctionnement étant équivalent à des paramètres S classiques comme le montrent les courbes figure 3.2. A partir de la compression, l'erreur reste très faible en gain (1/10 de dB) et faible en phase (quelques degrés). On peut néanmoins remarquer que pour une très forte compression, le modèle circuit des transistors de l'amplificateur de test atteint lui-même ses limites de convergence en phase.

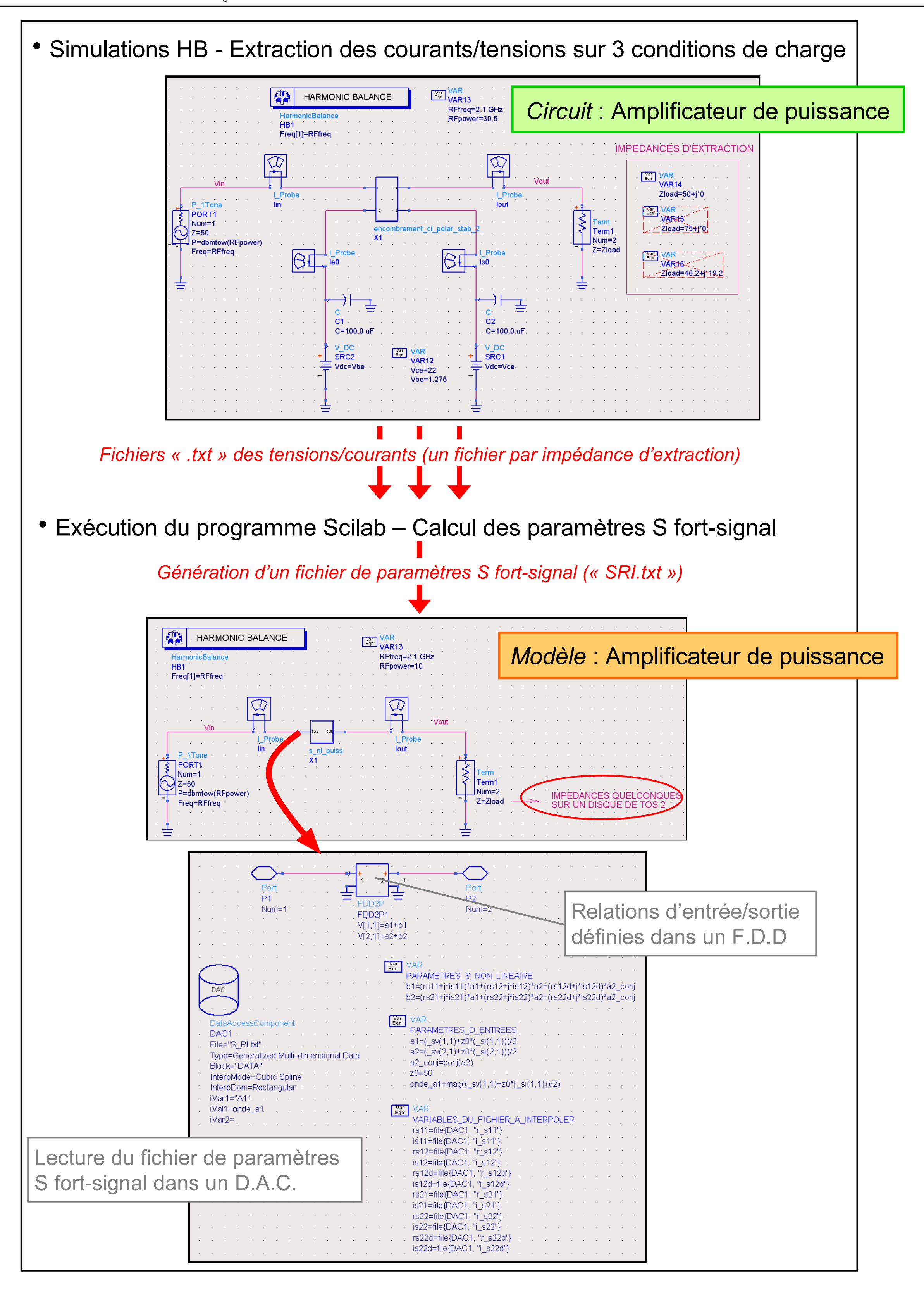


FIG. 3.4 – Processus d'identification et d'implémentation du modèle comportemental

Ces résultats permettent de conclure que le formalisme des paramètres S fort-signal

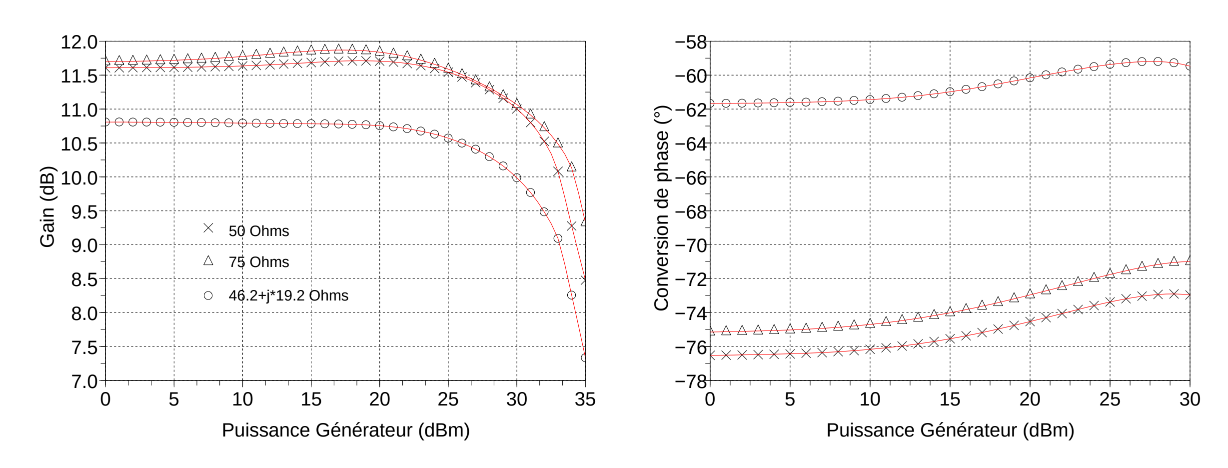


FIG. 3.5 – Comparaison sur le gain en puissance (dB) et en phase (°) du circuit (Z1 ×, Z2 Δ, Z3 o) et du modèle (lignes pleines) pour les impédances d'identification

Symbole	$\|\Gamma\|$	*Phase* (rad)	*Impédance* (Ω)
Δ	1/3	0	100
∇	-	$\pi/2$	$40 + j \cdot 30$
$\circ$	-	π	25
$+$	-	$3\pi/2$	$40 - j \cdot 30$
$\triangleright$	1/3	$\pi/4$	$69.5 + j \cdot 36.8$
$\times$	-	$3\pi/4$	$28.1 + j \cdot 14.9$
$\diamond$	-	$5\pi/4$	$28.1 - j \cdot 14.9$
$\triangleleft$	-	$7\pi/4$	$69.5 - j \cdot 36.8$

FIG. 3.6 – Impédances de test (TOS 2)

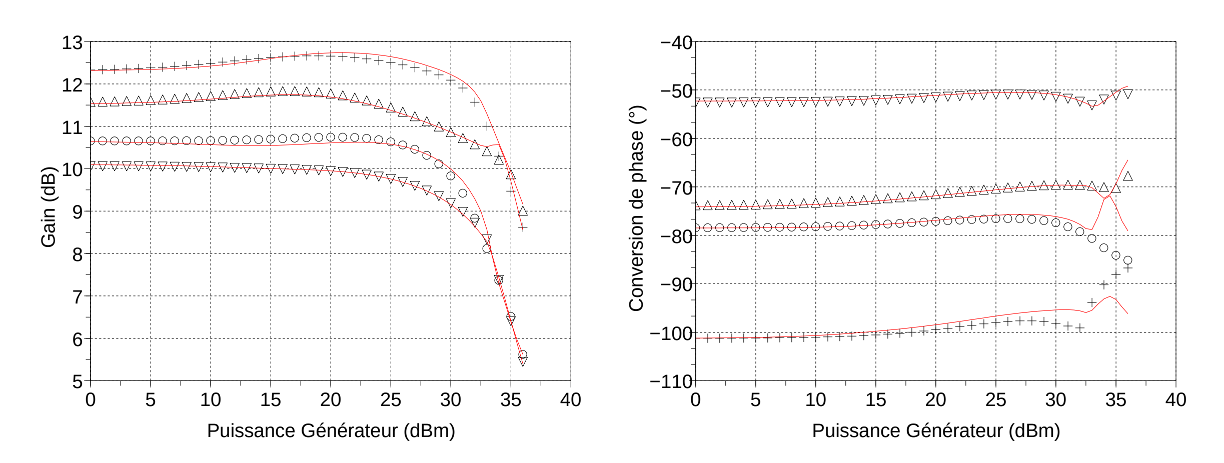


FIG. 3.7 – Comparaison du circuit (Δ) (∇) (○) (+) et du modèle (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2

statiques offre de très bonnes prédictions dans le cas de désadaptation de charge, l'exercice étant réalisé dans le but de modéliser le fonctionnement d'un amplificateur de puissance

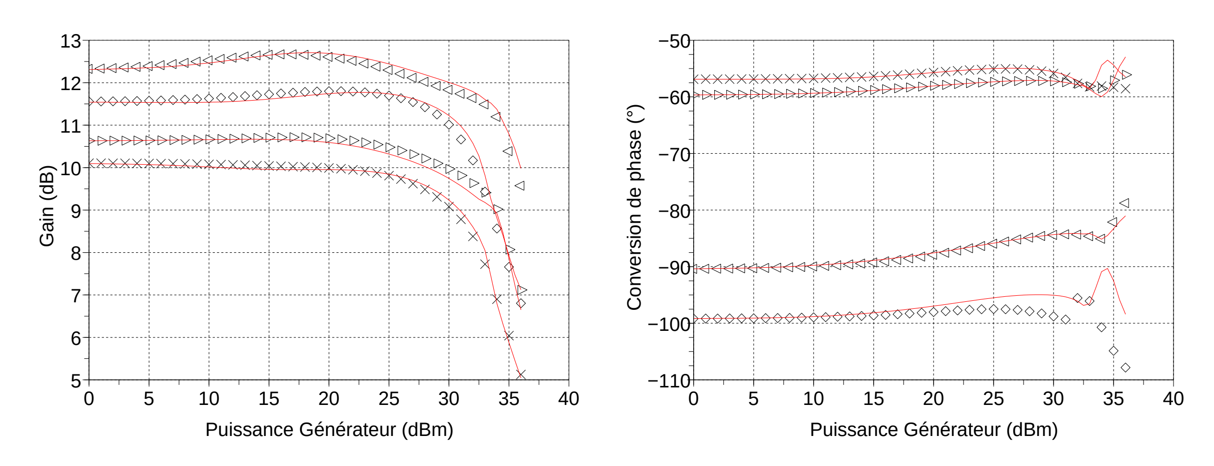


FIG. 3.8 – Comparaison du circuit (▷) (×) (◇) (◁) et du modèle (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2

face à des désadaptations qui présentent un TOS ≤ 2.

Par ailleurs, il est difficile d'effectuer des tests sur des TOS supérieurs, car les simulations HB sur cet amplificateur de test ne parviennent pas à converger pour toutes les charges alors présentées.

3.1.7 Conclusion

Cette première partie nous a permis de présenter la mise en oeuvre d'un modèle comportemental bilatéral dans l'environnement ADS, en illustrant les différentes étapes nécessaires à son utilisation. Ce modèle, introduit par J.Verspecht, basé sur le principe des paramètres S fort-signal statiques, permet de répondre au besoin de prise en compte des désadaptations de charge. Ce modèle démontre d'excellentes performances sur l'amplificateur de puissance de test, face aux variations de charge envisagées dans les radars à balayage électronique (TOS 2).

Par ailleurs, ce modèle possède un processus d'extraction et d'utilisation simple et abouti, grâce à l'automatisation des différentes tâches dans des "templates" ADS et de scripts Scilab. Il est donc aisé pour des concepteurs circuit d'obtenir une projection rapide des performances système d'amplificateurs pour différentes impédances de charge dès la phase de conception.

3.2 PARTIE B - Principe de la modélisation comportementale topologique

3.2.1 Introduction

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans un projet plus général qui visent à mieux spécifier le choix technologique des composants constitutifs du front end RF des antennes actives et plus particulièrement l'amplificateur de puissance. L'intérêt d'un modèle combiné capable à terme de prendre en compte l'ensemble des effets identifiés (désadaptation de charge, mémoire HF, BF et thermique) et de les étudier parait intéressant. Ce concept est issu du constat suivant :

• La modélisation boite noire ne permet que la prédiction de performances système, puisque liée à l'environnement d'accueil, généralement “Data Flow”. L'évolution actuelle des outils système vers des algorithmes circuit (“Control Flow”) permet d'envisager une modélisation plus fine en considérant non seulement la réponse aux accès mais également à des noeuds internes significatifs.

• La topologie d'un amplificateur de puissance explique les différents effets de perturbation en son sein. Par exemple, la thermique est localisée au niveau des transistors et la mémoire HF essentiellement dans les parties passives. L'idée d'une représentation séparée des parties passives et actives à l'aide d'une modélisation adaptée parait intéressante pour aller vers un modèle non pas propre à la prise en compte d'un seul phénomène mais combiné, capable de caractériser l'ensemble.

• Ce modèle permettra également d'établir un lien avec l'aide à la conception et l'optimisation de chaque sous-bloc constitutif d'un amplificateur.

Nous présenterons ici le modèle topologique où le formalisme des paramètres S fort-signal est appliqué au niveau du transistor et non aux accès du circuit. Les parties passives sont représentées par leurs paramètres [S]. L'implémentation est réalisée dans ADS.

3.2.2 Problématique et Objectifs

Les besoins exprimés par la DGA/CELAR reposent sur la simulation fine des antennes actives au moyen d'outils actuels (SAFAR) ou en développement (ASTRAD). Il apparaît que la description de la partie analogique des antennes actives dans ce type de simulateurs est idéalisée. En effet, les modèles qui régissent les TRMs utilisent des

relations élémentaires, souvent réduites à la description de l'amplificateur de puissance de la partie émission du TRM à l'aide d'un simple gain, faisant abstraction du caractère non linéaire et bilatéral de ce composant. Pourtant, l'utilité d'un modèle comportemental précis, intégré aux simulateurs d'antennes actives, présente un double intérêt :

- Pour les architectes système et les radaristes, cela permettrait d'évaluer les performances des systèmes en tenant compte "finement" des performances des amplificateurs de puissance et plus généralement d'impacter les perturbations de chaque composant sur le fonctionnement global des TRMS.

- Pour les concepteurs de circuits, cela assurerait la projection des performances de leurs conceptions au niveau hiérarchique système afin de ne pas sur-spécifier leurs circuits, et dans ce cas pourrait permettre la diminution significative du coût du composant.

Le modèle développé devra donc à terme permettre le lien entre la phase de la conception de l'amplificateur de puissance et celle de la conception de l'architecture du système.

3.2.3 Du circuit au système : l'approche topologique

3.2.3.1 Modélisation comportementale topologique

Le modèle comportemental "topologique" est né pour répondre aux principales contraintes de la modélisation des amplificateurs de puissance placés dans l'environnement des TRMs. Il doit être capable de prendre en compte les perturbations majeures décrites dans la section 1.4. de ce mémoire :

- Les **désadaptations de l'impédance de charge** des amplificateurs peuvent varier fortement et par conséquent modifier considérablement leur réponse et celle des TRMs.

Les circuits d'adaptation d'un amplificateur sont conçus pour présenter aux différents transistors d'un même étage leur impédance optimale. En cas de variation de la charge sur l'amplificateur, l'impédance présentée aux transistors est modifiée également. Ils ne sont alors plus refermés sur leur charge optimale et leurs performances s'en trouvent modifiées en terme de gain, de puissance de sortie ou de rendement. La modification du comportement de l'amplificateur soumis à diverses impédances de charge incombe en réalité à la modification du comportement des transistors. Modéliser le fonctionnement des transistors au sein de l'amplificateur permettrait de prendre en compte les variations de la charge.

• Nous avons vu précédemment que les **effets de mémoire HF** dans les amplificateurs sont causés principalement par les circuits passifs d'adaptation. De plus, ils sont exacerbés pour des applications faisant appel à des signaux modulés en fréquence (chirps en fréquence) typiques des radars.

• Enfin, les **effets thermiques** présents au sein de l'amplificateur sont majoritairement liés à l'auto-échauffement des transistors et non à leur environnement, l'antenne active disposant de circuits de refroidissement.

Aucun modèle comportemental "boite noire" à l'heure actuelle ne prend en compte ces trois perturbations. Ce constat nous a amené à penser à un autre type de modèle comportemental où l'hypothèse selon laquelle ces trois perturbations non linéaires ont des origines distinctes et identifiables de manière indépendante semble réaliste. Cette considération permet de dissocier ces trois effets non linéaires et donc de répondre chacune à une modélisation spécifique simplifiée.

La prise en compte simultanée de ces trois effets conduit à considérer la structure - la topologie - de l'amplificateur, afin de cibler les éléments responsables des différentes perturbations non linéaires et de leur appliquer par conséquent une modélisation appropriée. La structure de ce modèle est donc calquée sur le design de l'amplificateur à modéliser [6]. Son modèle est scindé en différents sous-modèles, associés respectivement aux éléments actifs (transistors) et passifs (circuits d'adaptation), de manière à utiliser une modélisation adéquate et simple pour chacun d'entre eux, figure 3.9.

Pour que le modèle global soit bilatéral, chaque sous-modèle doit l'être également, afin de conserver dans les plans d'accès des différents éléments la notion d'impédance.

Les techniques de modélisation "boites noires" appliquées classiquement aux amplificateurs peuvent être ici transposées à un transistor en particulier. Chaque transistor de l'amplificateur est donc remplacé par son modèle non linéaire bilatéral. La solution retenue est celle qui repose sur le principe des paramètres S fort-signal, présenté dans la partie A, grâce à sa simplicité d'identification et d'implémentation et grâce à ses capacités de prédiction face à des variations de charge.

Les circuits d'adaptation sont responsables d'une portion importante du temps de simulation dans les amplificateurs à cause de la présence de nombreux éléments distribués en leur sein. La modélisation de ces parties linéaires constitue donc un des points clés de l'approche topologique afin d'obtenir à la fois un modèle efficace en terme de temps de simulation et qui puisse préserver la notion d'impédance dans les plans d'accès des transistors. Dans la version actuelle du modèle topologique dans ADS, les

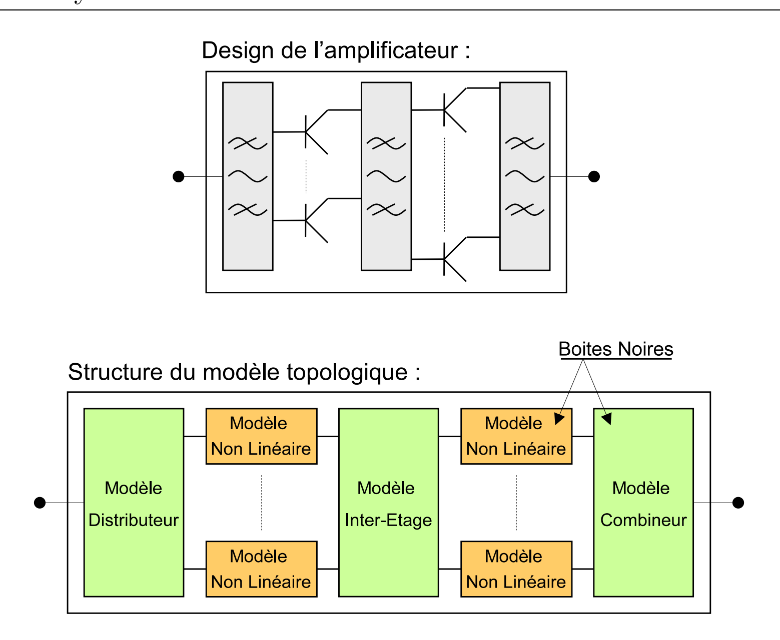


FIG. 3.9 – Structure du modèle topologique

circuits d'adaptation sont remplacés par leur équivalent en paramètres S et sont traités en fréquentiel. Cependant, pour une intégration efficace, les parties linéaires devront être traitées par des techniques de réduction d'ordre [7][8], afin de pouvoir générer par exemple l'équivalent BDB d'un sous-circuit (combineur, inter-étage,...). Ce point constitue un travail de thèse à part entière et nous nous limiterons ici à l'étude du formalisme de prise en compte de la désadaptation de charge et à la validation de ce principe de modélisation.

3.2.3.2 Aide à la conception

Le modèle topologique, tout comme le modèle boite noire (partie A), offre aux concepteurs de circuit la possibilité de connaître les performances systèmes de leur conception, afin de ne pas les sur-spécifier. Mais au delà, le modèle topologique peut remplir la fonction d'aide à la conception de design grâce à sa structure. En effet, les sous-modèles utilisés pour bâtir ce modèle comportemental étant très simples, le concepteur peut dès la phase de conception du circuit avoir les performances système de son amplificateur et estimer le comportement de chaque sous-bloc vis à vis du système (figure 3.10). Cette connaissance permet ainsi un bon dimensionnement du circuit dans le système.

En fonction du modèle système, basé sur le circuit conçu, les spécifications attendues du circuit sont donc à même d'évoluer. Ceci permet au concepteur soit de réaliser une conception plus performante ou au contraire moins exigeante sur les performances du circuit.

Si l'on modifie un paramètre sur un transistor ou un élément passif, il est uniquement

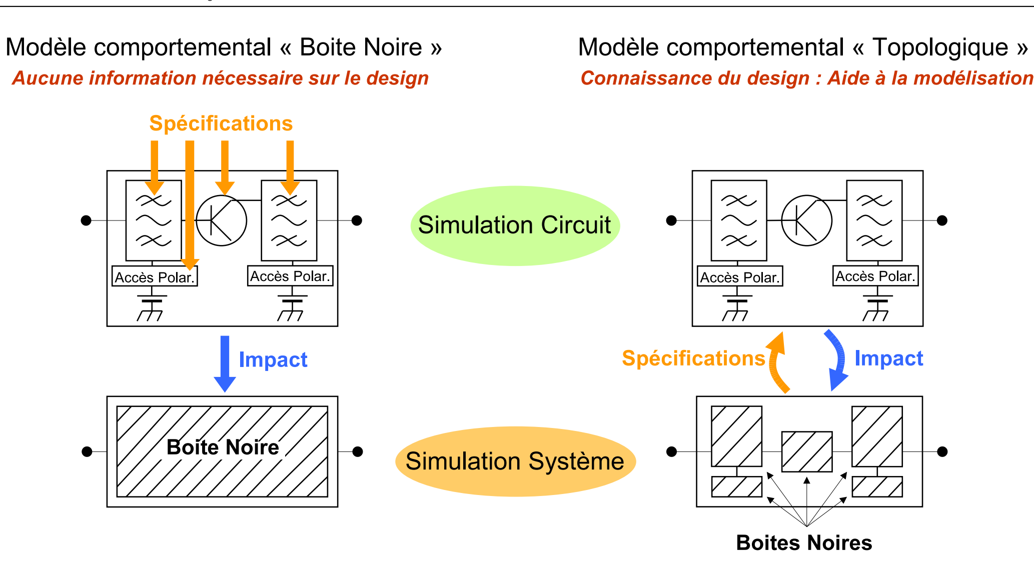


FIG. 3.10 – Illustration du principe d'aide à la conception

nécessaire de refaire l'identification sur l'élément modifié, les autres restant valides. La structure de ce modèle ouvre ainsi la porte à l'utilisation de briques interchangeables , disponibles par exemple en bibliothèque, et qui permettrait la conception de modèles comportementaux différents très rapidement à partir de ces briques de base.

3.2.4 Application à un amplificateur de puissance en bande X

3.2.4.1 Présentation du cas test

Pour réaliser l'ensemble des simulations et évaluer notre modèle comportemental, nous disposons d'un projet de conception dans l'environnement ADS d'un amplificateur de puissance en bande X (f_0=10.25 GHz), figure 3.11. Les transistors utilisés dans cet amplificateur sont des HBTs développés par UMS et issus de la filière HB20P. Les modèles des transistors sont électro-thermiques (cellules RC). L'amplificateur est composé de deux étages : le driver, constitué de 4 transistors de 8 doigt d'émetteur d'un développement de 40 μm et l'étage de puissance, constitué de 4 transistors de 8 doigts de 40 μm également. L'amplificateur possède 16.3 dB de gain à 1 dB de compression et délivre une puissance de 38.9 dBm (≈7.7 Watts) pour un rendement de 34%.

3.2.4.2 Simplification du modèle topologique

Afin de simplifier la structure du modèle topologique, nous nous appuyons sur le fait que si la conception des circuits linéaires d'adaptation des amplificateurs est bien réalisée, les impédances présentées aux transistors d'un même étage d'amplification sont très proches. Ceci implique que ces transistors possèdent un comportement électrique équivalent (structure équilibrée), la tension et le courant RF à leurs bornes sont donc

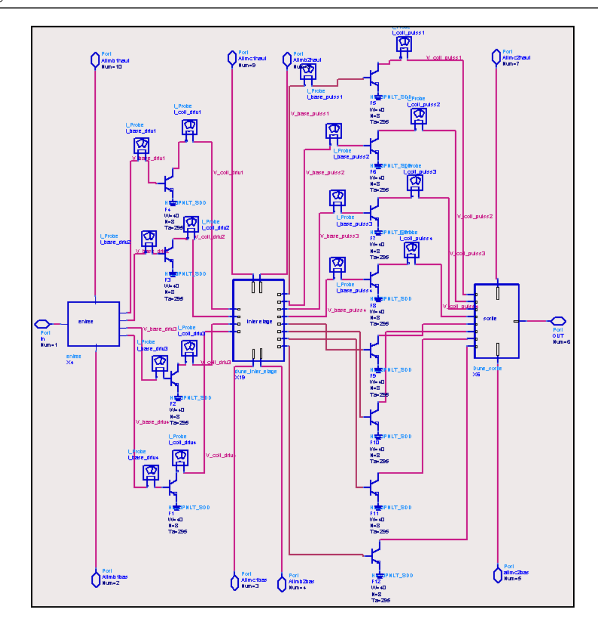


Fig. 3.11 – Schéma de conception de l'amplificateur de puissance (COUNTACH)

sensiblement identiques. Un seul modèle "comportemental" peut alors se substituer à l'ensemble des modèles des transistors d'un même étage. Cette simplification nécessite de diviser les courants d'entrées/sorties d'un modèle de transistor par le nombre de transistors de l'étage considéré (cf. figure 3.12).

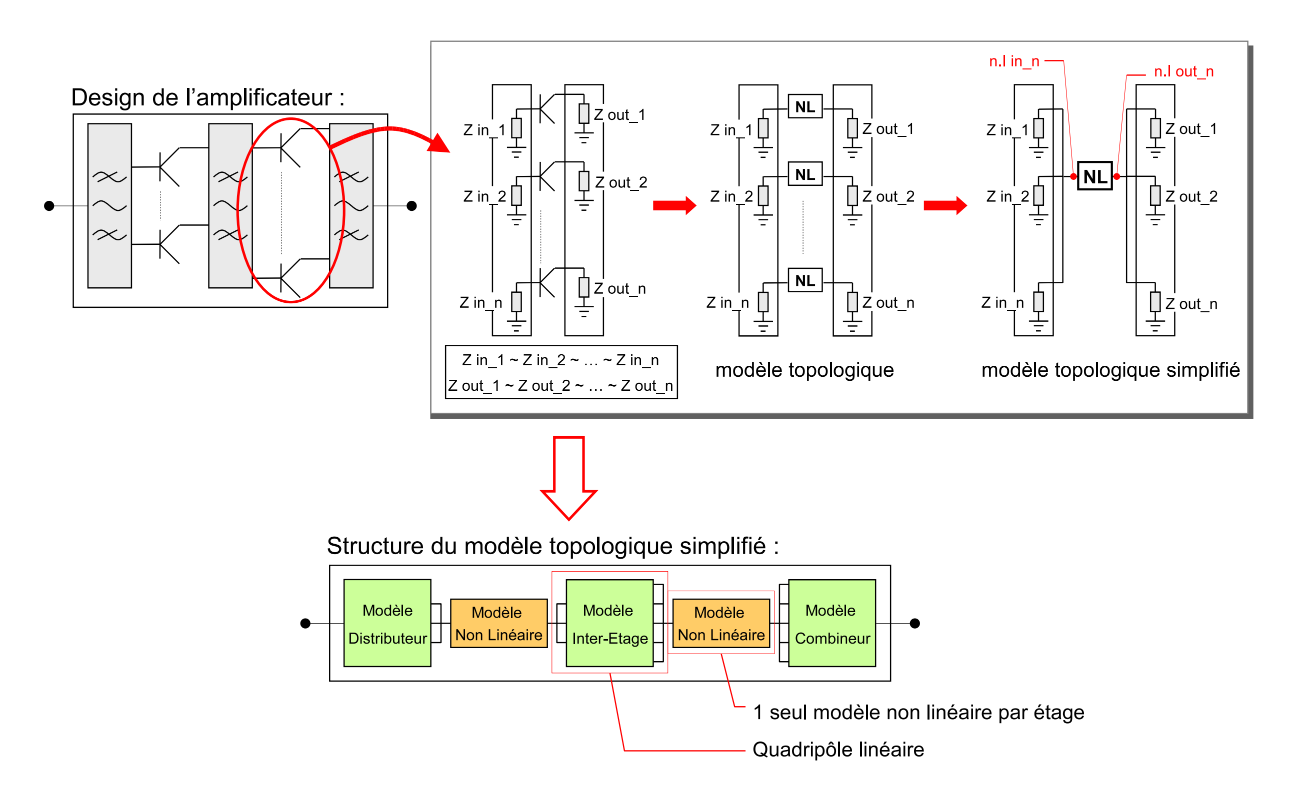


Fig. 3.12 – Simplification de la structure du modèle topologique

Afin de vérifier cette hypothèse, l'étude des paramètres S des différents circuits d'adaptation de notre amplificateur de test (distributeur, inter-étage et combineur) a été réalisée du DC à 40 GHz.

• Circuit d'adaptation d'entrée : Distributeur

La structure du distributeur est présentée sur la figure 3.13. Outre les deux ports destinés à l'alimentation DC des transistors, ce circuit est en charge de répartir équitablement le signal HF de la voie d'entrée sur 4 voies distinctes où le signal est amplifié.

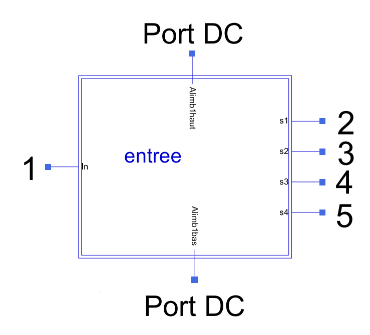


FIG. 3.13 – Circuit d'adaptation d'entrée

La figure 3.14 présente les résultats des paramètres S en transmission pour l'ensemble des ports du distributeur et la figure 3.15 les résultats des paramètres S en réflexion des ports 2 à 5.

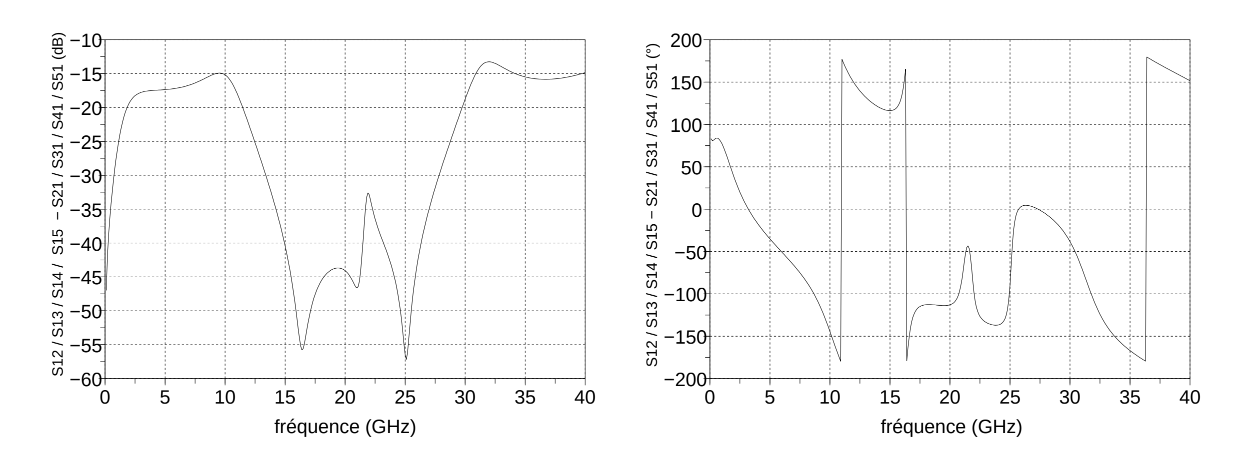


FIG. 3.14 – Comparaison des paramètres S de transmission du circuit d'adaptation d'entrée en module (dB) et phase (°)

Les résultats montrent que les différents paramètres S en transmission du circuit de distribution sont identiques, ainsi que ceux en réflexion sur les ports de sortie,

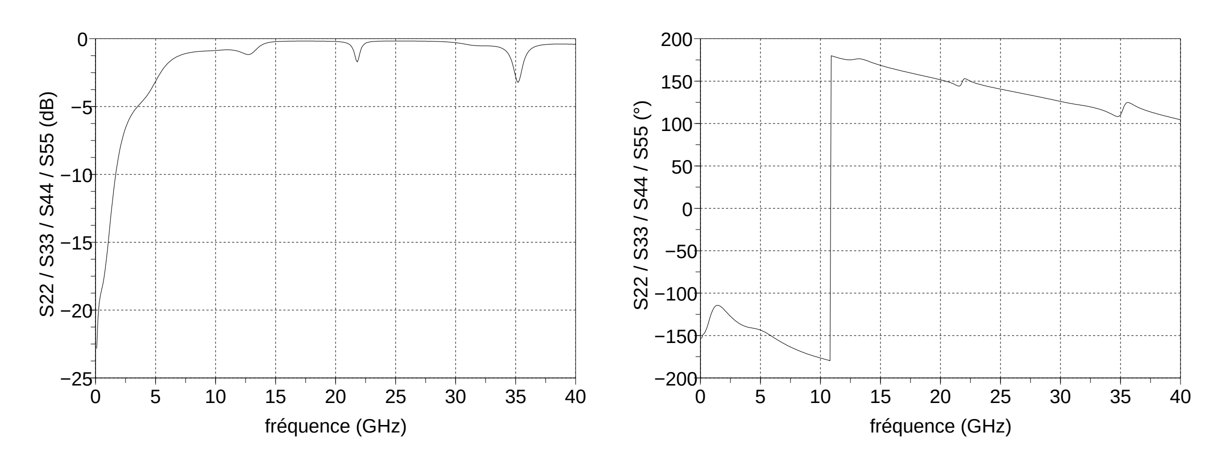


FIG. 3.15 – Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation d'entrée en module (dB) et phase (°)

l'impédance présentée aux ports 2 à 5 est la même. Il est donc possible de ne considérer qu'un seul port "virtuel" d'impédance $\frac{Z_i}{4}$ avec $i \in [2;5]$. Le multipôle initial peut être ainsi vu comme un simple quadripôle.

- **Circuit d'adaptation inter-étage**

Le circuit d'adaptation inter-étage possède une structure complexe (figure 3.16). Hormis les 4 ports destinés à l'alimentation DC des transistors, il est constitué de 4 ports d'entrée HF (ports [1 ;4]) et de 8 ports de sortie (ports [5 ;12]). Afin de simplifier l'étude des paramètres S du réseau d'inter-étage, la propriété de symétrie du circuit est utilisée, les comparaisons ne s'effectuent donc que sur les ports d'entrées [1 ;2] et de sorties [5 ;12].

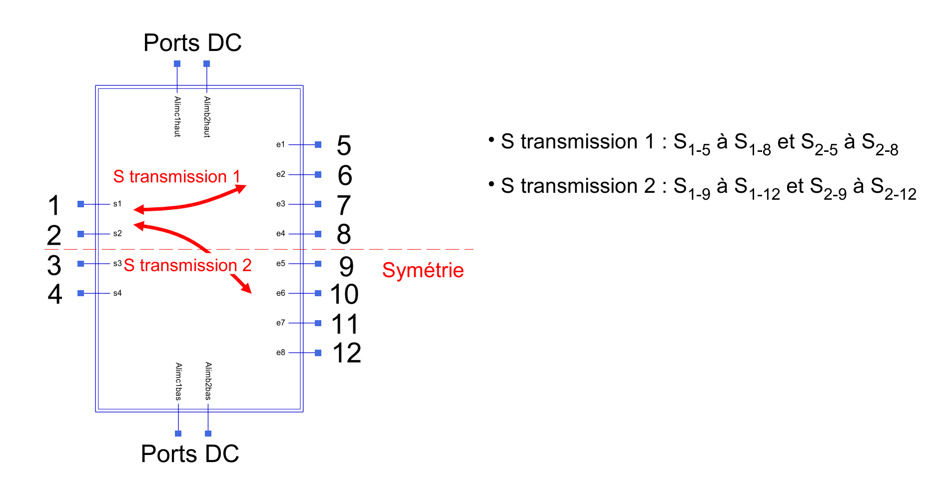


FIG. 3.16 – Circuit d'adaptation inter-étage

- *Transmission*

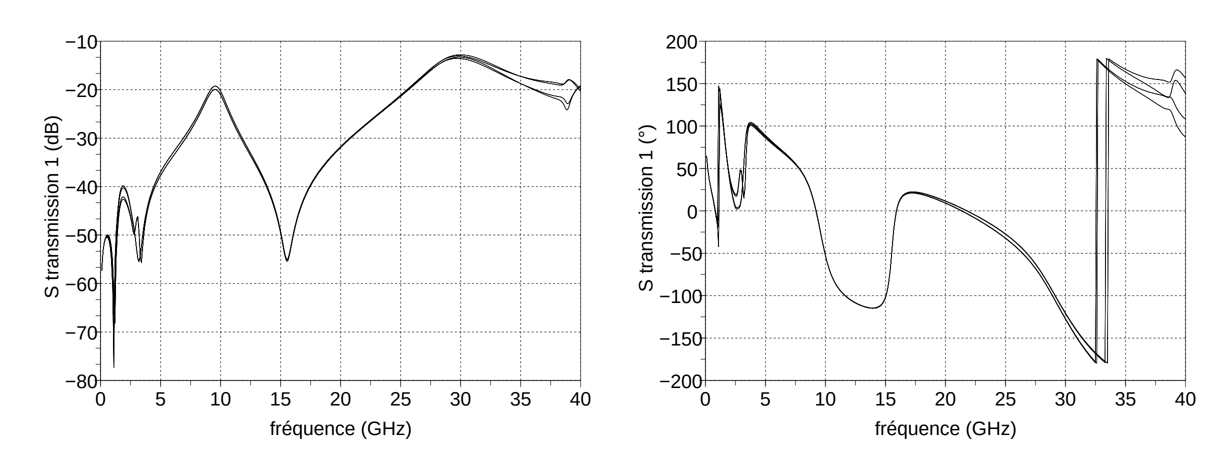


FIG. 3.17 – Comparaison des paramètres S de transmission (1) du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°)

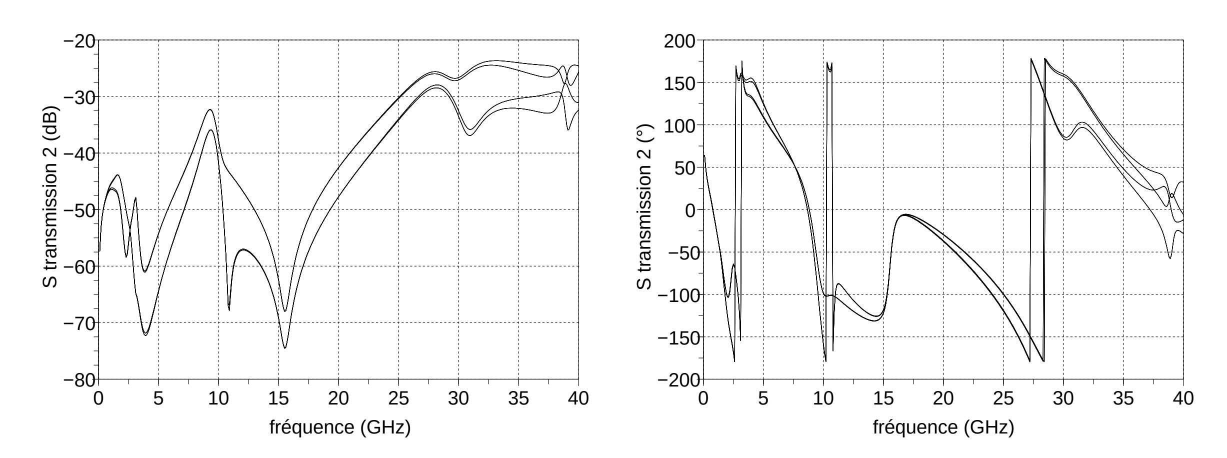


FIG. 3.18 – Comparaison des paramètres S de transmission (2) du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°)

La figure 3.17 montre que les diverses réponses sont quasiment superposées pour l'ensemble des paramètres "S transmission 1". Les paramètres "S transmission 2" (figure 3.18) ont un comportement plus dispersif. Cependant, leur influence sur le signal peut être négligée, car l'impacte sur la transmission sur ces voies est très faible devant celui des ports [3 ;4] vers [9 ;12] (inférieur de 15 dB).

• *Réflexion*

La figure 3.19 présente les paramètres S en réflexion sur les ports d'entrée du réseau inter-étage. Nous constatons que la différence de réponse entre les deux ports est minime dans la bande d'utilisation de l'amplificateur (autour de 10 GHz). Les résultats sur les ports de sorties, figure 3.20, montrent que leurs réponses sont confondues, les impédances sont donc identiques.

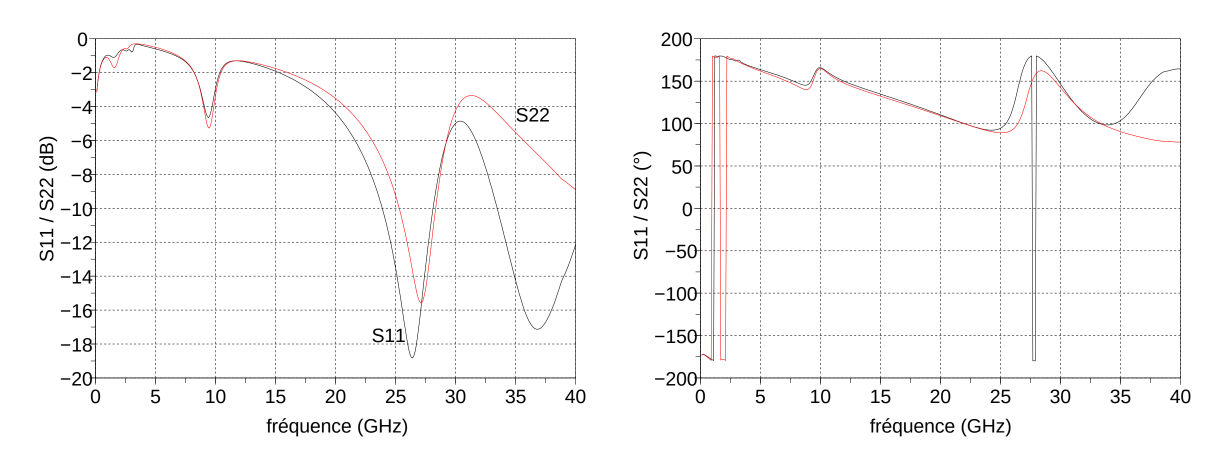


FIG. 3.19 – Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°)

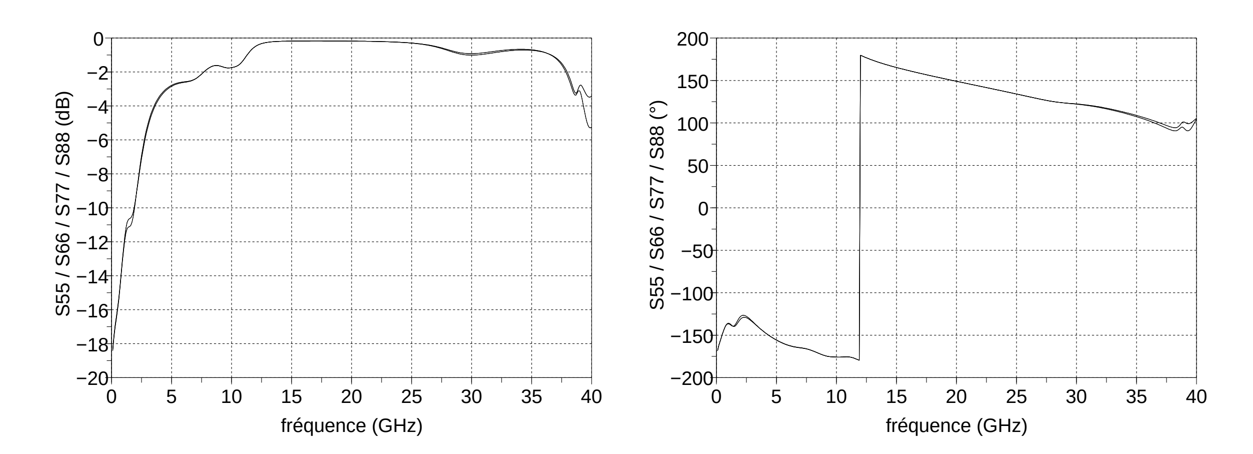


FIG. 3.20 – Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation inter-étage en module (dB) et phase (°)

Comme pour le distributeur, il est possible de transformer ce multipôle complexe en un simple quadripôle en paramétrant les courants d'accès des modèles des transistors par le nombre de transistors que comprend l'étage d'amplification.

- **Circuit d'adaptation de sortie : Combineur**

L'architecture du combineur permet de faire converger tous les signaux HF vers une seule voie, figure 3.21. Afin de limiter la complexité de l'étude de cette structure, elle est également considérée comme symétrique et seuls les ports [1 ;4] et 9 sont étudiés.

La figure 3.22 montre que les réponses des paramètres S en transmission des différents ports sont superposées. Les différents paramètres S de la figure 3.23 sont très proches les

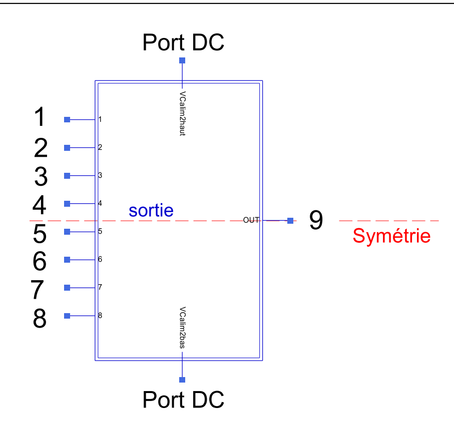


FIG. 3.21 – Circuit d'adaptation de sortie

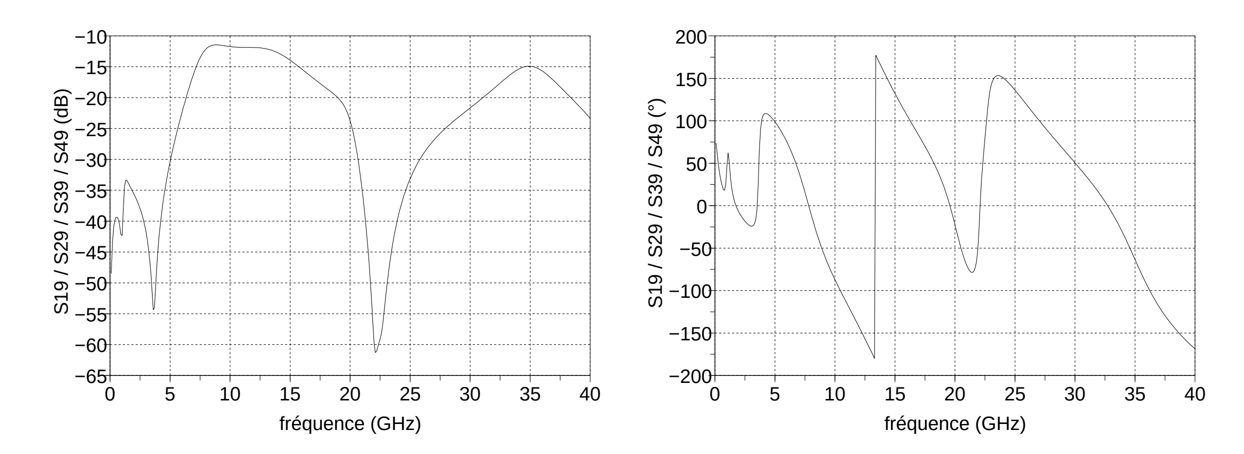


FIG. 3.22 – Comparaison des paramètres S de transmission du circuit d'adaptation de sortie en module (dB) et phase (°)

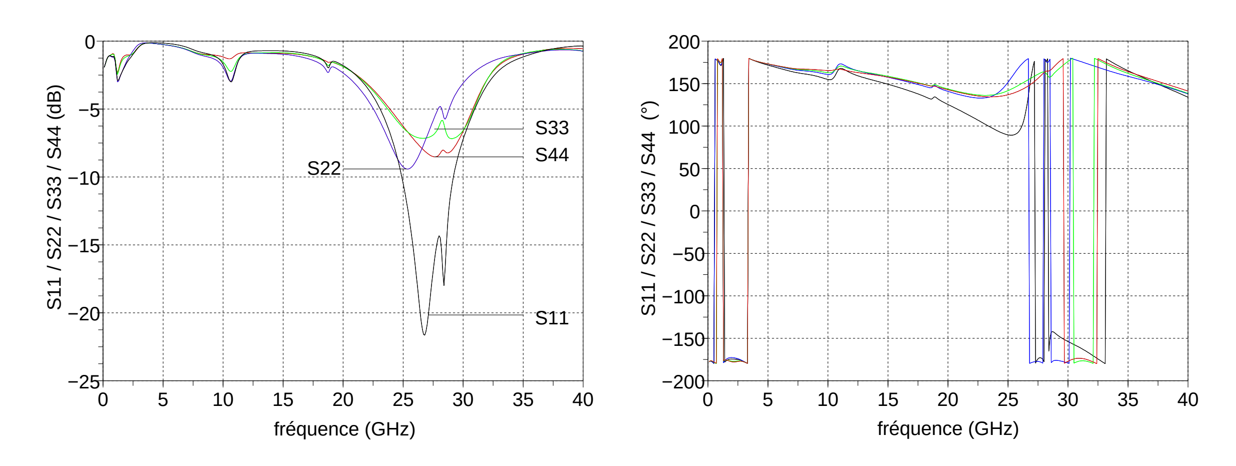


FIG. 3.23 – Comparaison des paramètres S de réflexion du circuit d'adaptation de sortie en module (dB) et phase (°)

uns des autres dans la bande de fréquences d'utilisation de l'amplificateur.

La transformation des réseaux passifs multipôles de l'amplificateur en de simples quadripôles permet ainsi de simplifier considérablement le modèle topologique, tout en conservant sa propriété de bilatéralité. Un seul modèle de non linéarité est dorénavant nécessaire par étage d'amplification, ce qui réduit significativement le nombre de modèles non linéaires à extraire, figure 3.24.

L'implémentation du modèle topologique est réalisée dans ADS où les cellules actives sont implémentées grâce aux outils FDD et DAC et chaque circuit d'adaptation de l'amplificateur est représenté par leurs paramètres S équivalents.

Design de l'amplificateur (ADS) :

Modèle topologique équivalent (ADS) :

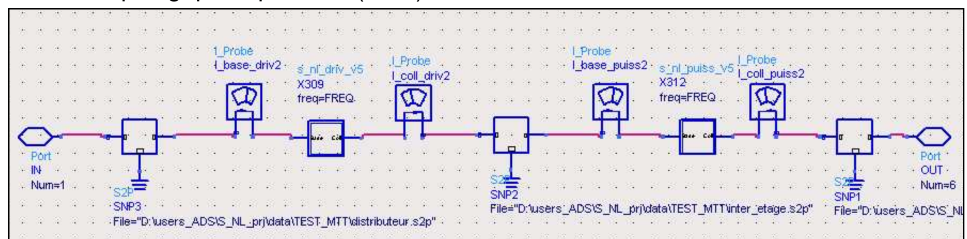


FIG. 3.24 – Structure du modèle topologique dans ADS

La structure du modèle topologique initiale (non simplifiée) comprenant, en plus des blocs mis en cascades, des blocs en parallèle afin de représenter les barrettes de transistors, est réduit à une cascade de blocs à une seule entrée/sortie. Cette transformation implique que le nombre de noeuds que doit équilibrer le simulateur circuit est plus faible. La rapidité de la simulation s'en trouve alors améliorée, sans perdre la possibilité d'identification de l'origine des effets mémoire.

Par ailleurs, en vue de l'intégration future de ce modèle dans un environnement système temporel, cette topologie fortement simplifiée rend son implémentation nettement

facilitée.

3.2.4.3 Extraction du modèle topologique @ f_0 et implémentation dans un environnement de simulation circuit

Afin d'évaluer les impédances de fermeture des transistors des différents étages de l'amplificateur de test, celui-ci est soumis à un jeu de charges (figure 3.25) :

- 50 Ω (×),
- TOS ∈ [1.5 ;3] par pas de 0.5.

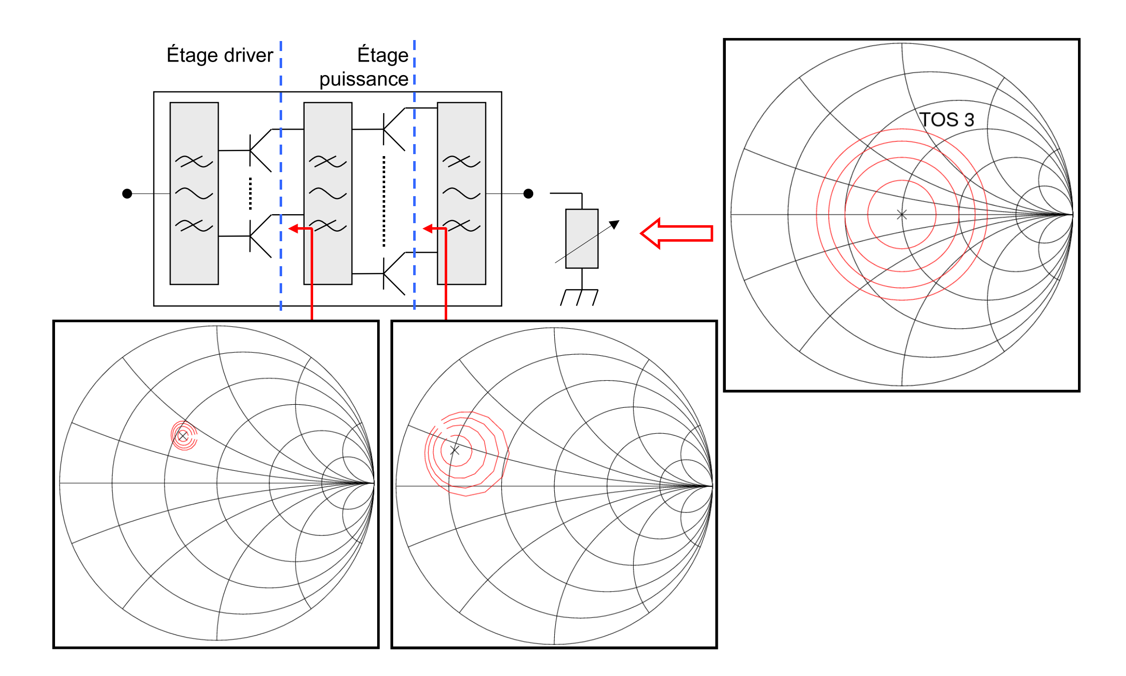


FIG. 3.25 – Design de l'amplificateur et impédances de charge qui lui sont présentées

Une charge présentant un TOS 3 à l'amplificateur présente un TOS plus faible aux transistors de l'étage de puissance, grâce au circuit passif combineur. Dans le cas de l'amplificateur test, elle est équivalente à un TOS 2.5. A l'étage driver, le TOS est encore plus faible : TOS 1.23 (figure 3.25).

Cette observation implique que pour un TOS important présenté à l'amplificateur, celui répercuté sur les modèles non linéaires sera plus faible. Ceci entraîne la supériorité du modèle topologique par rapport au modèle boite noire bilatéral (Partie A) à prédire des fortes désadaptations, puisque dans le cas du modèle topologique, les TOS présentés au modèles non linéaires sont plus faibles.

Bien que les transistors soient identiques pour les deux étages, leurs impédances de fermeture nominales et leurs conditions de polarisation sont très différentes. L'extraction des parties actives consiste donc à identifier un modèle non linéaire par étage

d'amplification. Les deux modèles non linéaires sont identifiés selon la procédure détaillée dans la partie A.

Afin de simplifier l'identification des transistors des deux étages et d'optimiser les valeurs d'impédances de fermeture choisies pour ces identifications, il est plus simple en simulation de présenter directement les différentes impédances de charge à l'amplificateur, puis de relever les courants et tensions aux bornes d'un transistor par étage. Ceci permet de dimensionner correctement les modèles de transistors. Les charges servant à l'identification sont présentées figure 3.26.

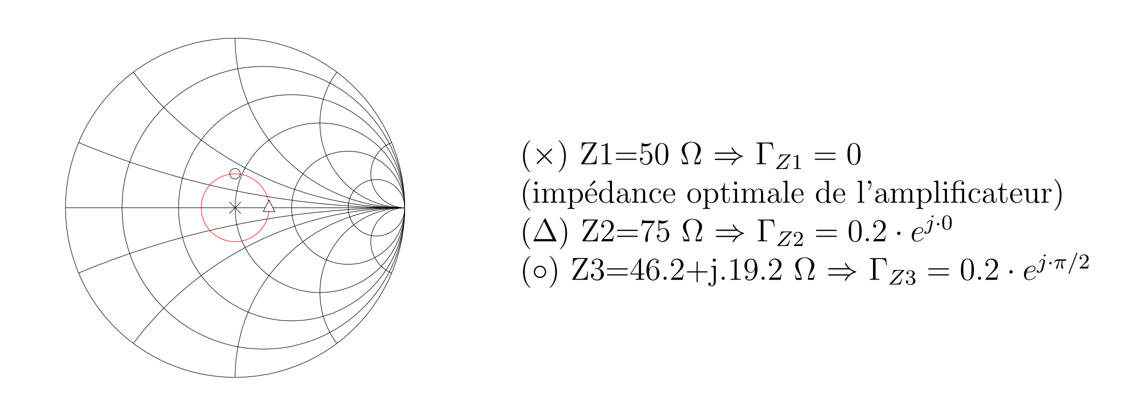


FIG. 3.26 – Impédances utilisées pour l'extraction des paramètres S fort-signal

Les figures 3.27 et 3.28 illustrent les paramètres S fort-signal des transistors à l'étage de puissance et driver.

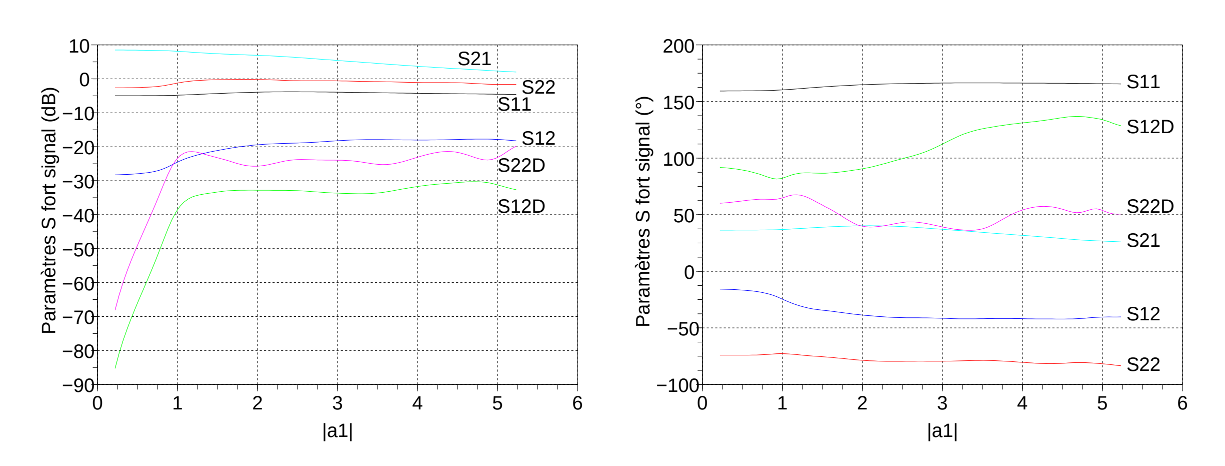


FIG. 3.27 – Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage de puissance en module (dB) et phase (°)

Les paramètres S_{12}^{Δ} et S_{22}^{Δ}, négligeables en petit signal, ont un rôle prépondérant sur

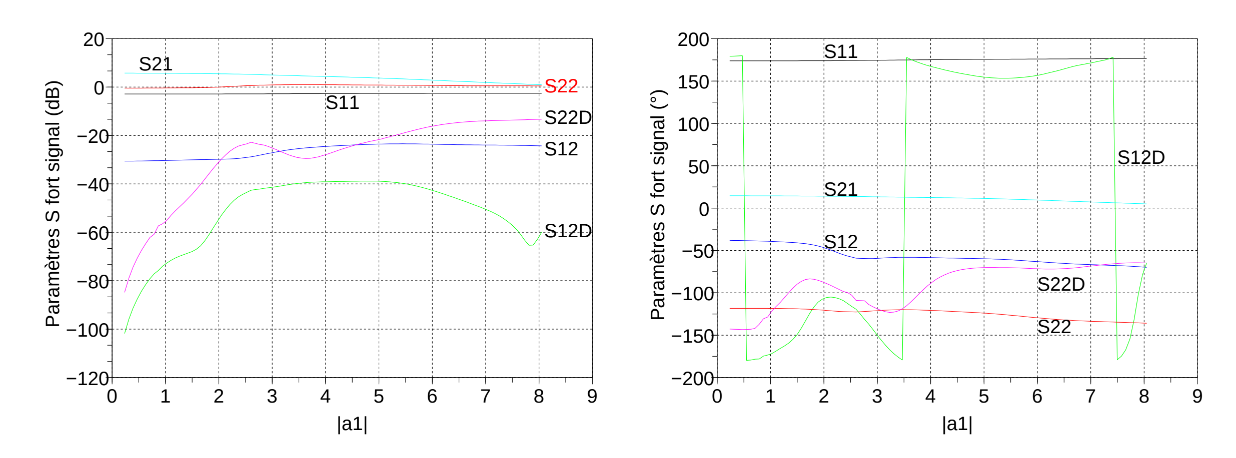


FIG. 3.28 – Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage driver en module (dB) et phase (°)

le fonctionnement du modèle pour des valeurs fortes de $|\tilde{a}_1|$, correspondant à la zone de compression de l'amplificateur.

3.2.5 Résultats

Afin de vérifier la validité du modèle topologique, des comparaisons entre la réponse de l'amplificateur de puissance de test et celle de son modèle pour différentes conditions d'impédances de charge sont réalisées dans ADS.

3.2.5.1 Tests sur les impédances d'extraction

Dans un premier temps, le modèle topologique est testé sur les impédances qui ont servi à identifier les paramètres S fort-signal des transistors de l'amplificateur (figure 3.26).

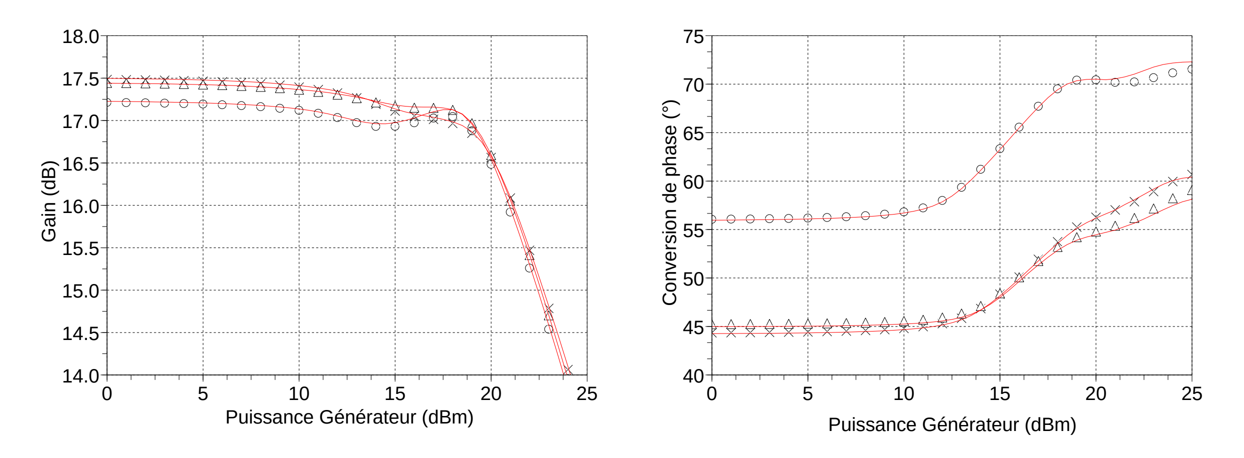


FIG. 3.29 – Comparaison de la simulation circuit (Z1 ×, Z2 Δ, Z3 o) et du modèle topologique (lignes pleines) pour ses impédances d'identification

Les résultats (figure 3.29) montrent une très bonne concordance entre les caractéristiques CW données par la simulation du cas test et celles issues du modèle topologique. Les faibles variations existantes entre le circuit et le modèle s'expliquent par le fait que le fonctionnement des différents transistors d'un même étage n'est pas rigoureusement identique. Cependant à la vue des résultats, la solution qui consisterait à réaliser un modèle non linéaire différent pour chaque transistor n'est pas à envisager compte tenu des compromis précision/simplicité de l'identification du modèle et précision/temps de calcul. Les faibles écarts engendrés par cette approximation permettent ainsi de valider le modèle sur ces impédances d'identification.

3.2.5.2 Tests à TOS 2 toutes phases

On souhaite maintenant étudier le comportement du modèle pour différentes conditions de charge présentant une désadaptation relativement importante. Les charges testées ont un coefficient de réflexion $|\Gamma| = 1/3$, pour 8 phases différentes, réparties sur un cercle d'impédance correspondant à un TOS 2 (figure 3.30).

Symbole	$\|\Gamma\|$	*Phase* (rad)	*Impédance* (Ω)
Δ	1/3	0	100
∇	-	$\pi/2$	$40 + j \cdot 30$
$\circ$	-	π	25
$+$	-	$3\pi/2$	$40 - j \cdot 30$
$\triangleright$	1/3	$\pi/4$	$69.5 + j \cdot 36.8$
$\times$	-	$3\pi/4$	$28.1 + j \cdot 14.9$
$\diamond$	-	$5\pi/4$	$28.1 - j \cdot 14.9$
$\triangleleft$	-	$7\pi/4$	$69.5 - j \cdot 36.8$

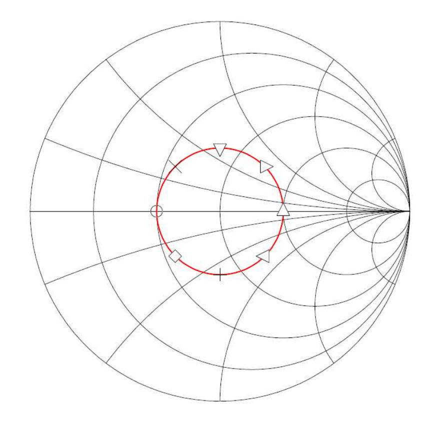


FIG. 3.30 – Impédances de test (TOS 2)

Ces courbes (figures 3.31 et 3.32) montrent que pour un TOS 2, les variations de gain et de phase pour cet amplificateur sont importantes, de l'ordre de 0.5 dB en zone linéaire pour le gain et plus d'1 dB à la compression, et jusqu'à 40° en phase.

Ces résultats permettent également de conclure sur la validité du modèle topologique. En effet, pour ces valeurs de TOS, le modèle topologique effectue de très bonnes prédictions du comportement de l'amplificateur, pour toutes les phases. Dans la zone linéaire, l'erreur du modèle est extrêmement faible et même difficilement quantifiable puisque dans ce cas le modèle possède un fonctionnement équivalent aux paramètres S linéaires (figures 3.28 et 3.27). Toutefois, dans la zone non linéaire, l'erreur demeure très faible, de l'ordre de 0.1 dB sur le gain et quelques degrés sur la phase.

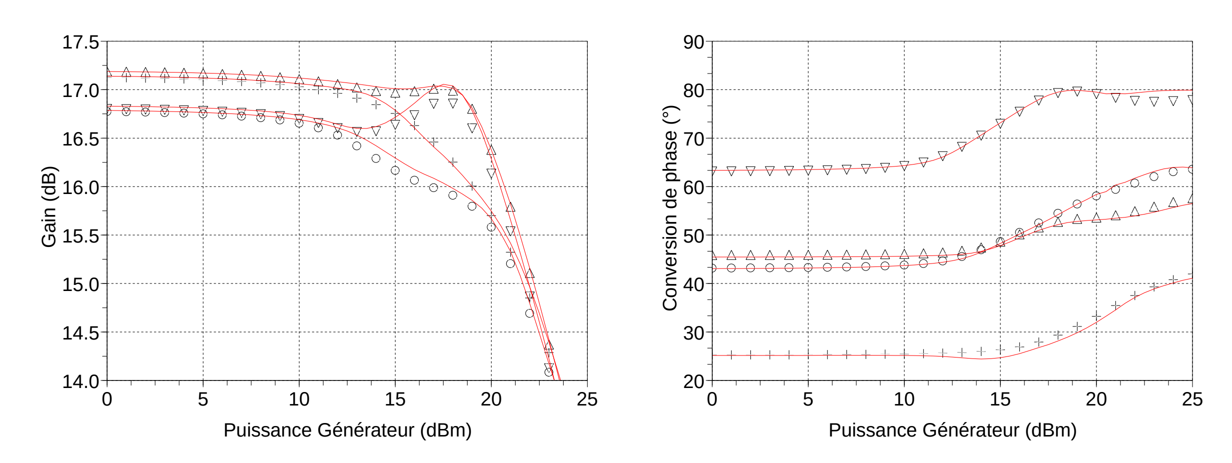


FIG. 3.31 – Comparaison de la simulation circuit (Δ) (∇) (○) (+) et du modèle topologique (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2

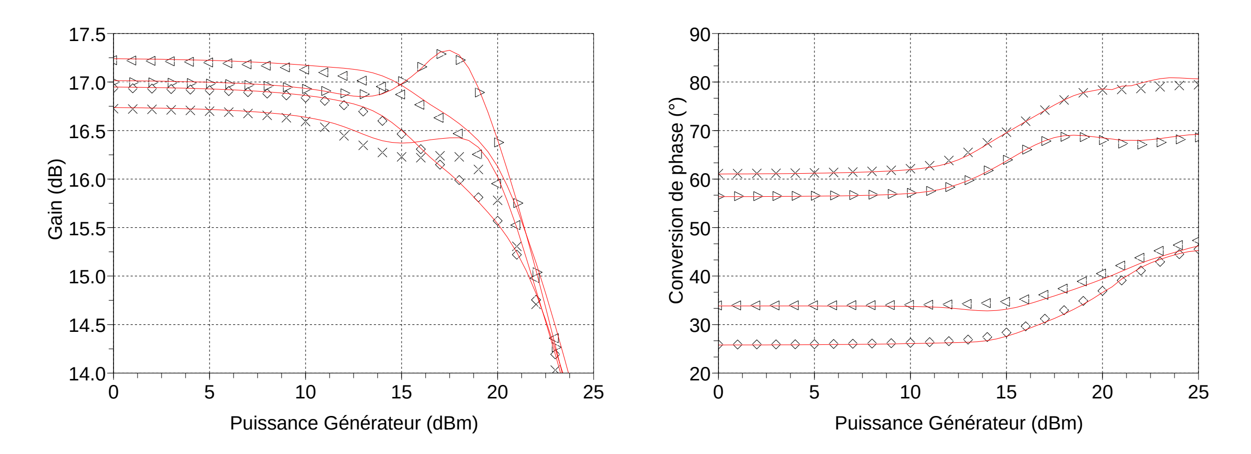


FIG. 3.32 – Comparaison de la simulation circuit (▷) (×) (◇) (◁) et du modèle topologique (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2

3.2.5.3 Tests à TOS $\succ$ 2

La figure 3.33 présente l'erreur sur le gain (en dB) pour un jeu important d'impédances, à P_{in} = 18 dBm, ce qui correspond à la puissance d'entrée pour laquelle la variation du gain est la plus significative. Cette illustration permet de visualiser les zones sur l'abaque de Smith où le modèle est le plus performant. Sur la figure, les cercles blancs symbolisent respectivement les impédances de TOS 2 et TOS 3.

Il apparaît que les capacités de prédiction du modèle topologique statique dépendent en premier lieu de la phase de l'impédance de la charge. Néanmoins, cette dernière illustration nous permet de conclure sur la très bonne capacité de prédiction de ce modèle d'amplificateur face à des désadaptations de charge. Par ailleurs, une des limitations de cette évaluation tient au fait que le modèle circuit des transistors ne représente plus le fonctionnement véritable des transistors pour un TOS très important.

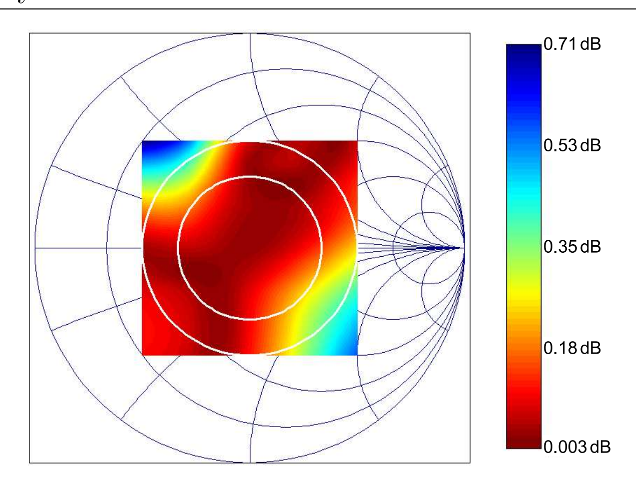


Fig. 3.33 – Évaluation du modèle topologique - erreur en gain (dB)

3.2.5.4 Comparaison des modèles boite noire et topologique

La figure 3.35 présente une comparaison de la réponse du modèle topologique et du modèle boite noire sur le même amplificateur (COUNTACH) pour des charges équivalentes à un TOS 3 (cf. figure 3.34). La précision du modèle topologique est légèrement supérieure pour des TOS importants car dans le plan des cellules actives du modèle topologique, le TOS est plus faible que celui présenté directement aux accès de l'amplificateur.

Cependant, ces résultats soulignent qu'avant tout l'intérêt du modèle topologique par rapport au modèle boite noire réside dans son potentiel à prendre en compte l'ensemble des effets non linéaires au sein des amplificateurs.

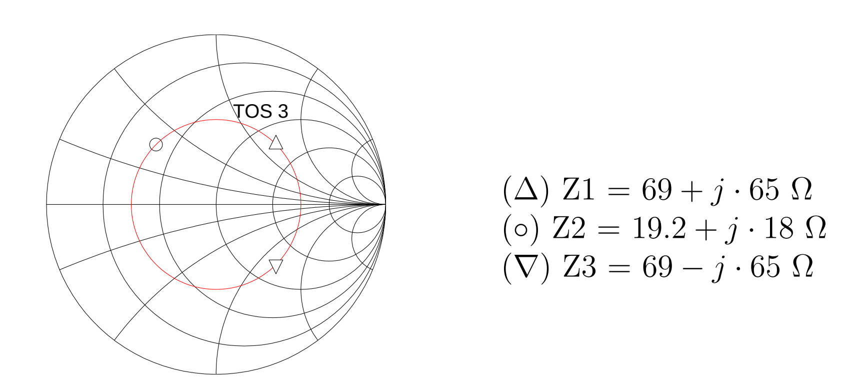


Fig. 3.34 – Impédances testées pour la comparaison circuit / modèle topologique / modèle boite-noire

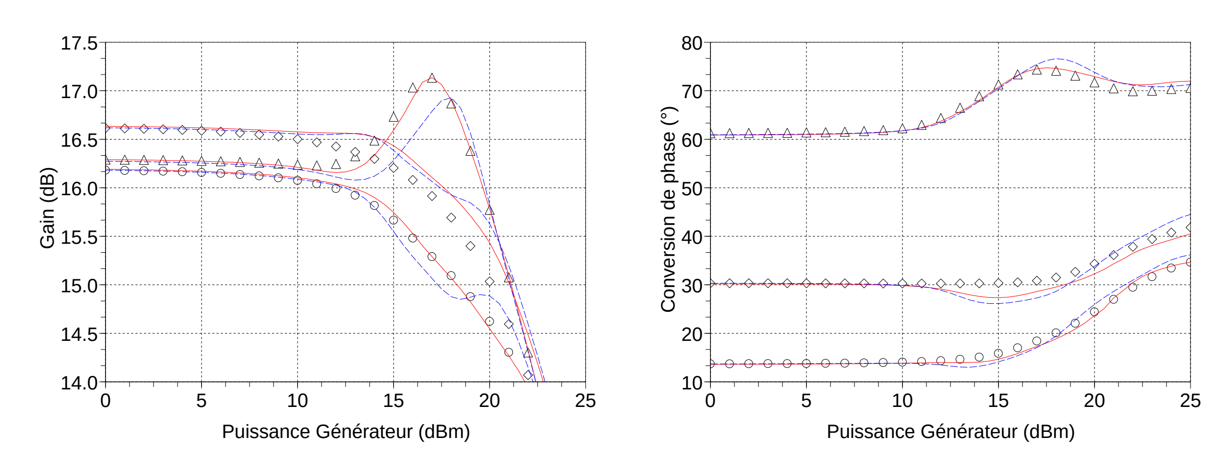


FIG. 3.35 – Comparaison de la simulation circuit (Δ) (○) (∇), modèle topologique (ligne pleine) et modèle boite noire (ligne pointillé)

3.2.5.5 Réponse du modèle topologique bilatéral dans sa bande de fréquences

Nous souhaitons maintenant évaluer la capacité de prédiction du modèle topologique face à un signal d'excitation inclus à la bande passante de l'amplificateur, différent de celui ayant servi à l'extraction (centre de la bande). L'amplificateur et son modèle, chargé sur 50 Ω, sont soumis à un signal monoporteuse qui varie autour de la fréquence de travail f_0 de ± 100 MHz (10.2 GHz à 10.3 GHz par pas de 40 MHz) (cf. figure 3.36).

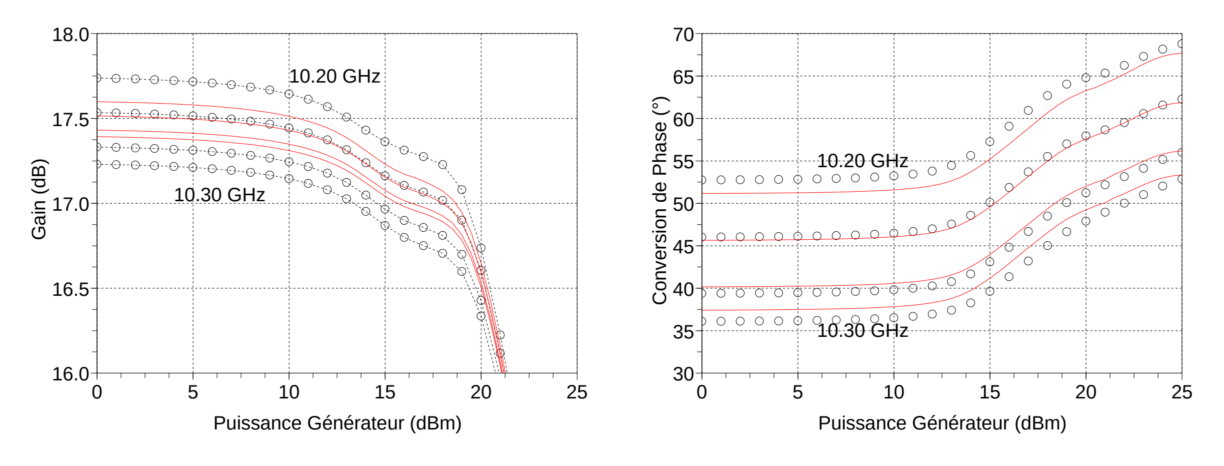


FIG. 3.36 – Comparaison de la simulation circuit (-⊖-) et du modèle topologique (lignes pleines) sur une bande de 100 MHz

Le modèle des non linéarités étant statique, les variations du gain et de la phase du modèle topologique en fonction de la fréquence du signal sont prises en charge par les modèles des circuits passifs. Cependant, pour des signaux d'excitation différents de celui qui a servi lors de l'identification, la qualité du modèle se dégrade.

Les écarts entre le circuit et son modèle s'expliquent par la dépendance en fréquence des transistors (caractère non idéal des lignes d'accès, caractéristiques diélectriques des

jonctions, substrats) qui influe sur le comportement de l'amplificateur. Dans le cas d'un transistor seul, cette dépendance demeure assez faible, illustrées par les figures 3.37 et 3.38 pour les étages driver et de puissance de l'amplificateur de test en petit signal. Cependant, dans le cas des amplificateurs, la dépendance en fréquence est exacerbée par le nombre élevé de transistors, associé à la complexité de la structure (ici deux étages) ; l'erreur cumulée sur chaque transistor devient alors importante.

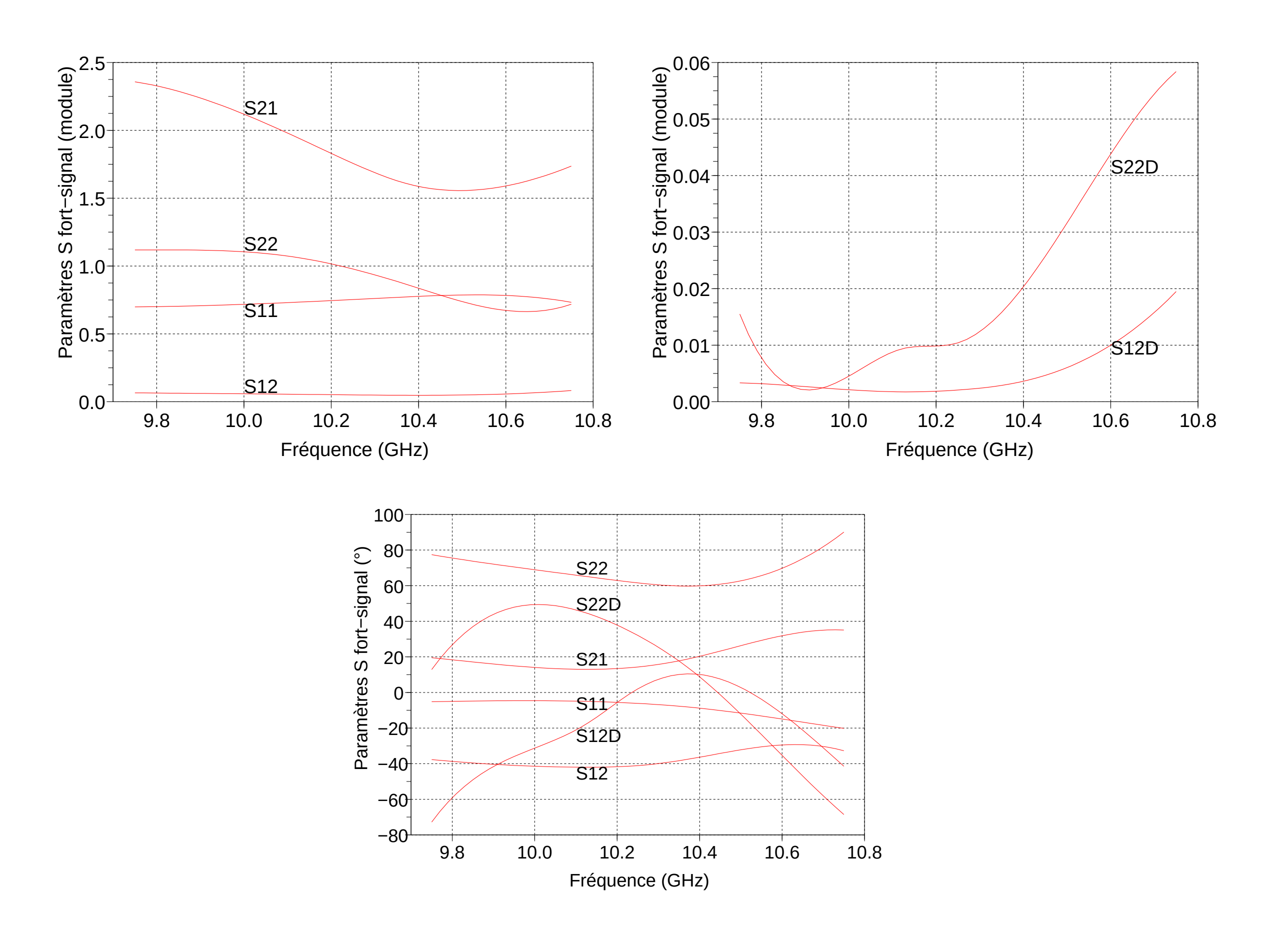


FIG. 3.37 – Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage driver en fonction de la fréquence (petit signal) en module et phase (°)

Les résultats de la figure 3.36 démontrent donc que la prédiction du comportement de l'amplificateur en fonction de la fréquence du signal n'est pas satisfaisante. Il est de ce fait nécessaire d'envisager une prise en compte de la mémoire HF des cellules actives.

3.2.5.6 Modèle topologique étendu à la prise en compte de la mémoire HF

Afin d'étendre les capacités de prédiction du modèle topologique à la bande passante de l'amplificateur, il est nécessaire d'établir un modèle des non linéarités capable d'impacter la dispersion fréquentielle des transistors. Plusieurs solutions peuvent être envisagées.

La première consisterait à établir un modèle de paramètres S fort-signal pour plusieurs points de fréquences dans la bande passante de l'amplificateur. Son implémentation dans

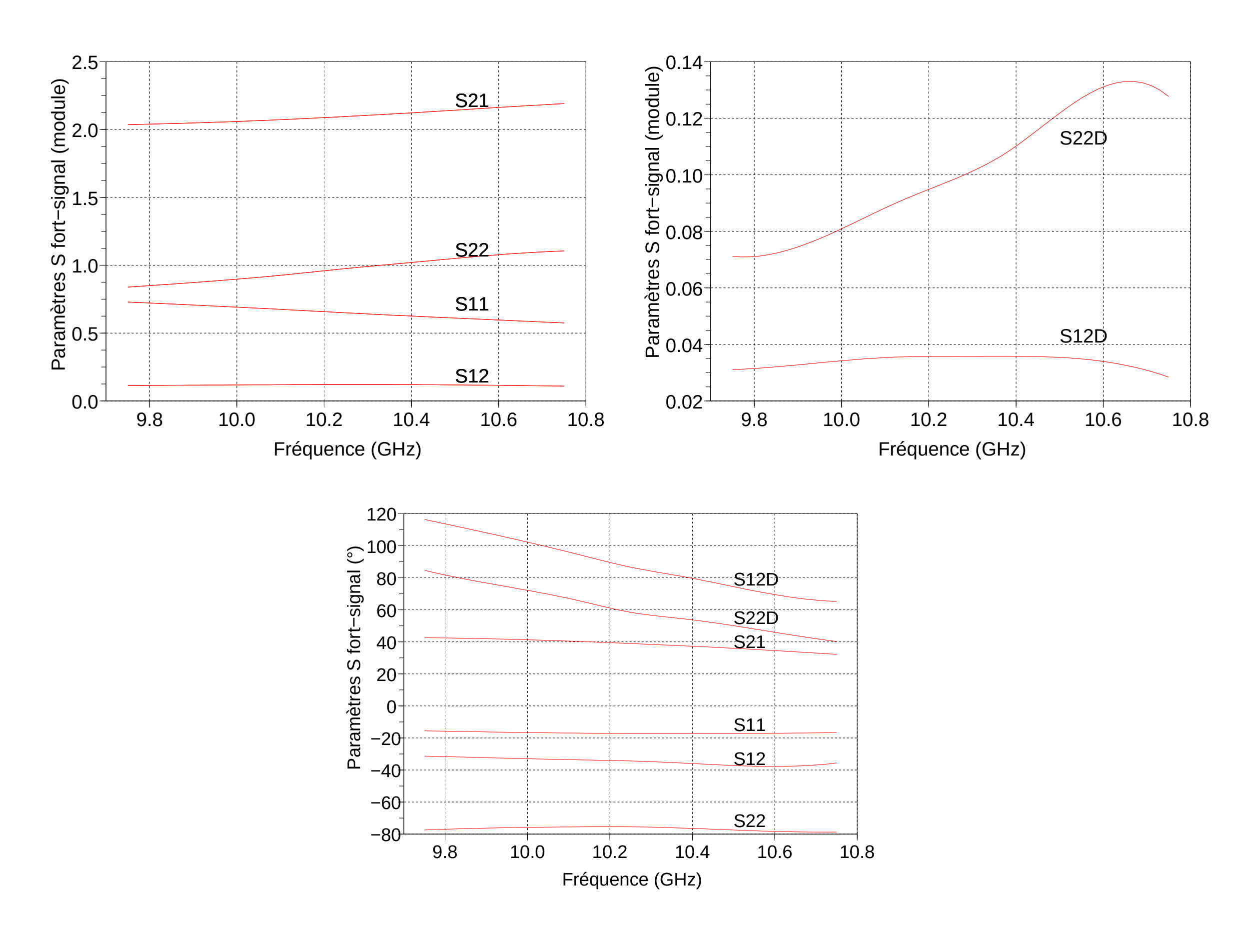


FIG. 3.38 – Paramètres S fort-signal des transistors de l'étage de puissance en fonction de la fréquence (petit signal) en module et phase (°)

un simulateur exigerait alors l'interpolation des différents fichiers de paramètres S fort-signal, correspondant aux différentes fréquences servant à l'extraction. Cette solution, la plus immédiate, nécessite néanmoins de nombreuses séries de mesures, préjudiciable au coût d'extraction du modèle.

Afin de tester une solution plus simple à mettre en oeuvre et moins coûteuse en terme d'extraction, la dispersion fréquentielle des transistors est considérée en première approximation par une pondération en fréquence des paramètres S fort-signal, à l'aide de coefficients exprimés en fonction de la fréquence [9].

• Principe de modélisation

En toute rigueur, la prise en compte de la fréquence dans les paramètres S fort-signal conduit à écrire la relation 3.5.

$$S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|, \Omega\right) \tag{3.5}$$

où i et $j \in [1\,;2]$ dans le cas d'un amplificateur et $\Omega = 2\pi(f - f_0)$.

On considère ici que l'équation 3.5 est une fonction séparable au premier ordre en effectuant l'approximation suivante :

$$S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right) \quad \Leftrightarrow \quad S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot \tilde{c}_{ij}(\Omega) \tag{3.6}$$

où $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$ représentent des coefficients complexes de pondération, donnés par la relation 3.7 :

$$\tilde{c}_{ij}(\Omega) = \left.\frac{S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right)}{S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega_0\right)}\right|_{|\tilde{a}_1|=cste} \tag{3.7}$$

Ces coefficients sont obtenus en faisant le rapport entre les paramètres S fort-signal pris à différentes fréquences appartenant à la bande passante de l'amplificateur et les paramètres S fort-signal à Ω=0, $|\tilde{a}_1|$ étant fixé. L'équivalence définie par l'équation 3.6 n'est donc strictement valable que pour la valeur de $|\tilde{a}_1|$ avec laquelle les coefficients $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$ ont été calculés.

La formulation des paramètres S fort-signal paramétrés en fréquence devient alors :

$$\begin{pmatrix}\tilde{b}_1\\ \tilde{b}_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{c}_{11}(\Omega) & S_{12}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{c}_{12}(\Omega)\\ S_{21}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{c}_{21}(\Omega) & S_{22}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{c}_{22}(\Omega)\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\tilde{a}_1\\ \tilde{a}_2\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S^{\Delta}_{12}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{c}'_{12}(\Omega)\\ 0 & S^{\Delta}_{22}\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{c}'_{22}(\Omega)\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\tilde{a}^*_1\\ \tilde{a}^*_2\end{pmatrix} \tag{3.8}$$

• Identification des coefficients fréquentiels

L'identification des coefficients $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$ est identique à celle des paramètres S fort-signal, mais pour un seul point de puissance d'entrée ($|\tilde{a}_1| = cste$), pris généralement en petit signal et répétée pour plusieurs fréquences appartenant à la bande passante du dispositif (figure 3.39). La simplicité des extractions à partir de mesures/simulations, sur lequel est basé le modèle des éléments actifs, démontre ici l'intérêt de cette représentation.

Les coefficients $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$ normalisés, extrait en petit signal, sont présentés pour l'étage driver et l'étage de puissance de l'amplificateur de test sur la figure 3.40. Pour diminuer le nombre de mesures/simulations, l'extraction des $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$ est réalisée sur seulement quelques points de fréquences pour décrire toute la bande. Ces coefficients sont ensuite utilisés et interpolés dans l'environnement ADS grâce à un DAC.

• Résultats

Le modèle est évalué à l'aide d'un signal CW balayant une bande de 500 MHz autour de f_0 (f_0=10.25 GHz) pour différentes impédances de charge représentées figure 3.41.

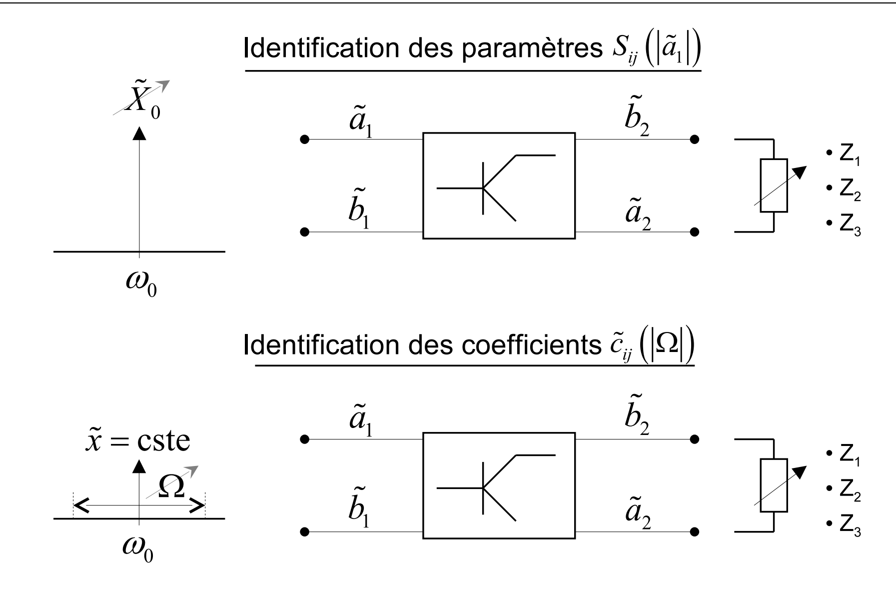


FIG. 3.39 – Procédure d'extraction du modèle des paramètres S fort-signal pondérés en fréquence

La pondération des paramètres S fort-signal par les coefficients $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$ permet d'améliorer nettement la prédiction du modèle topologique sur la bande passante de l'amplificateur (cf. figures 3.42 à 3.45).

Ces résultats démontrent que dans la zone linéaire de l'amplificateur, le modèle est très fiable. A la compression, le modèle est en revanche moins performant et sa qualité de prédiction dépend fortement de la phase de l'impédance de charge sur lequel l'amplificateur est chargé. L'erreur maximale peut alors atteindre jusqu'à 1 dB sur le gain et une dizaine de degrés sur la phase. L'hypothèse selon laquelle la relation 3.6 est séparable montre ses limites car elle n'est réellement valable que pour la puissance du signal d'entrée qui a été choisie lors de l'identification des coefficients (petit signal).

Cette approche de modélisation qui permet de prendre en compte la dispersion fréquentielle d'un dispositif est perfectible puisqu'elle est moins bien adaptée à la zone de saturation des transistors. De plus le fonctionnement de ce modèle reste limité à une utilisation statique, la fréquence du signal étant considérée comme un paramètre du modèle dans l'environnement ADS. Cependant, la qualité du modèle topologique est nettement améliorée par rapport à l'initial, tout en conservant sa simplicité d'extraction et d'implémentation dans l'environnement de simulation.

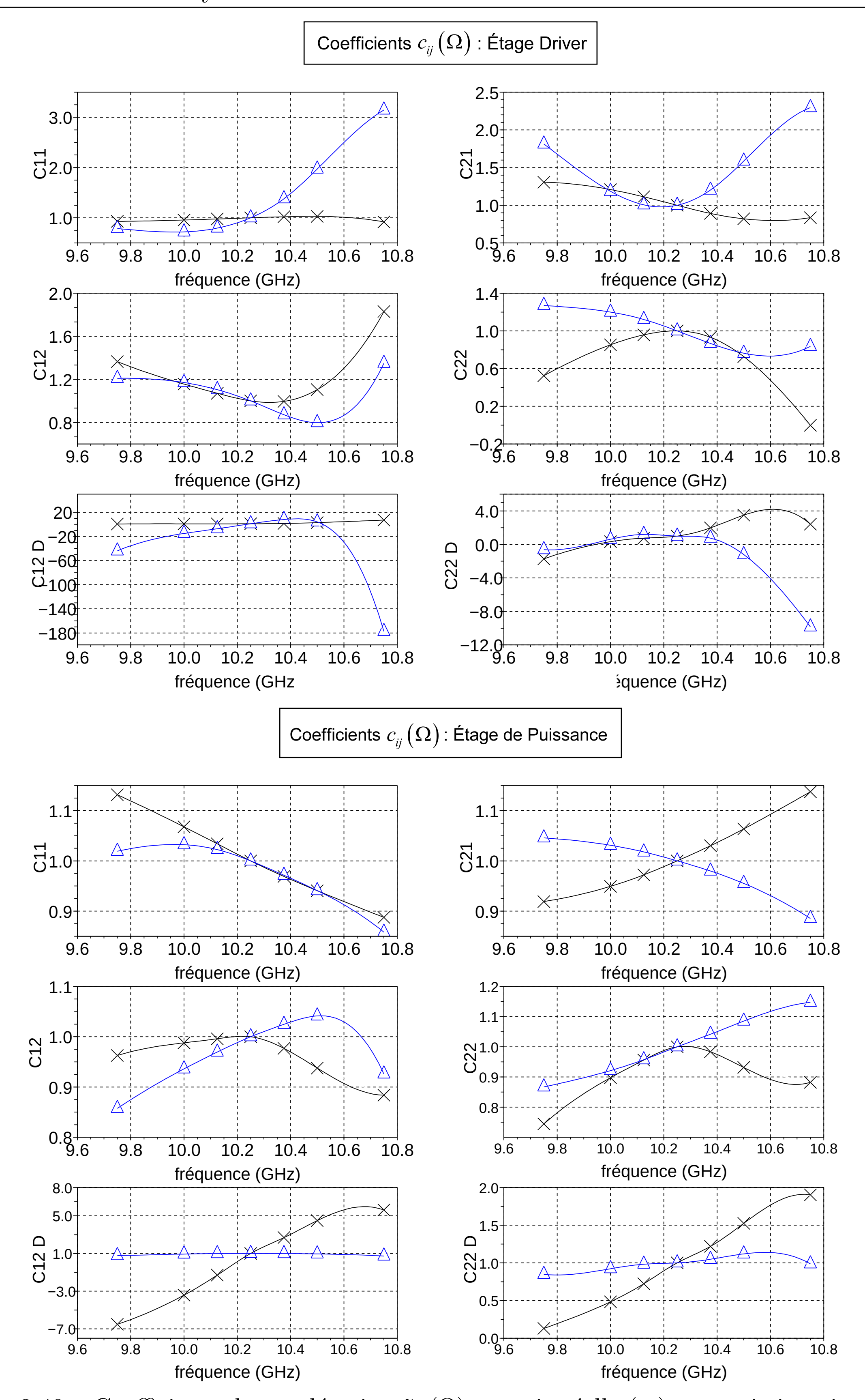


FIG. 3.40 – Coefficients de pondération $\tilde{c}_{ij}(\Omega)$: partie réelle ($\times$) et partie imaginaire (Δ)

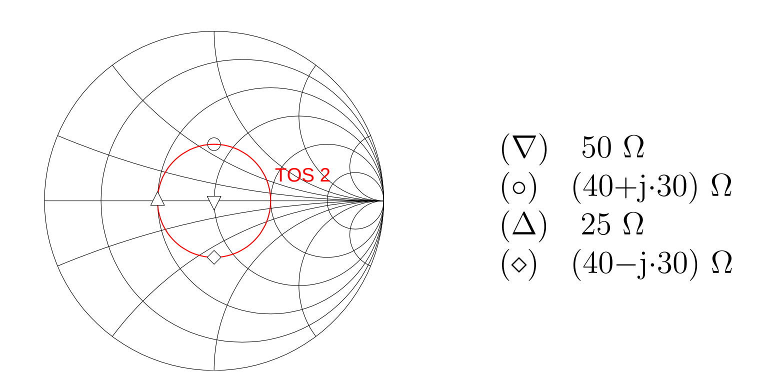


Fig. 3.41 – Impédances de test

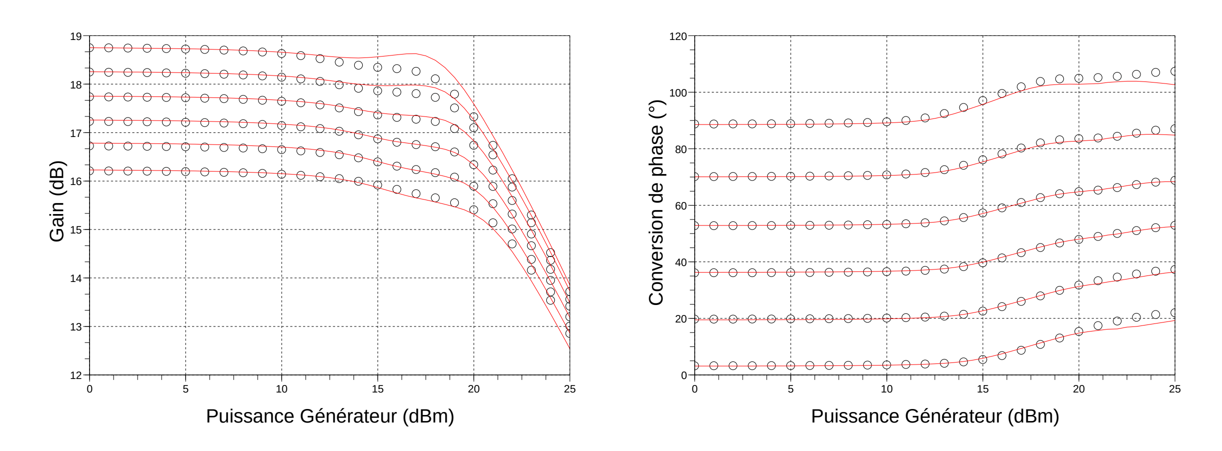


Fig. 3.42 – Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (○) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur 50 Ω

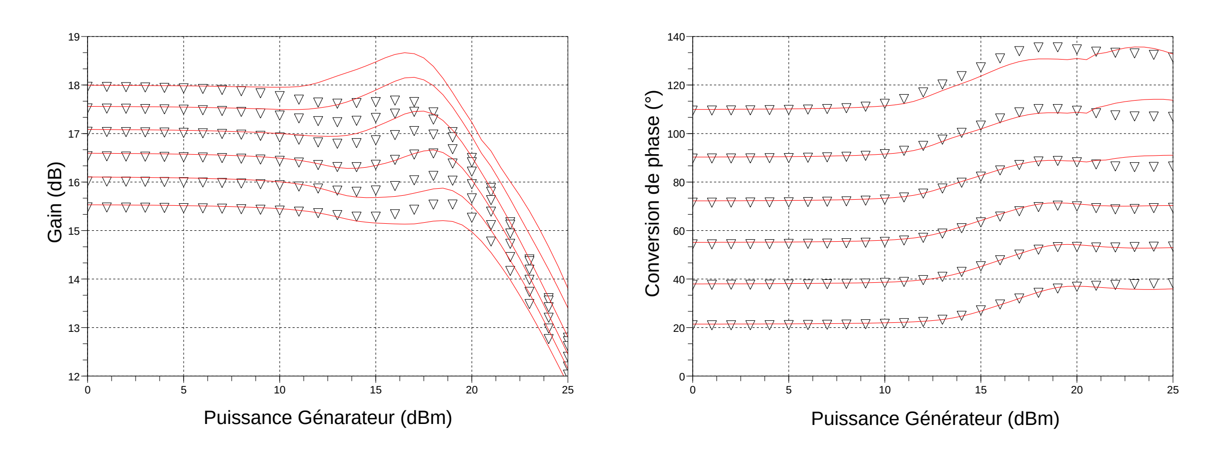


Fig. 3.43 – Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (∇) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur (40+j.30) Ω

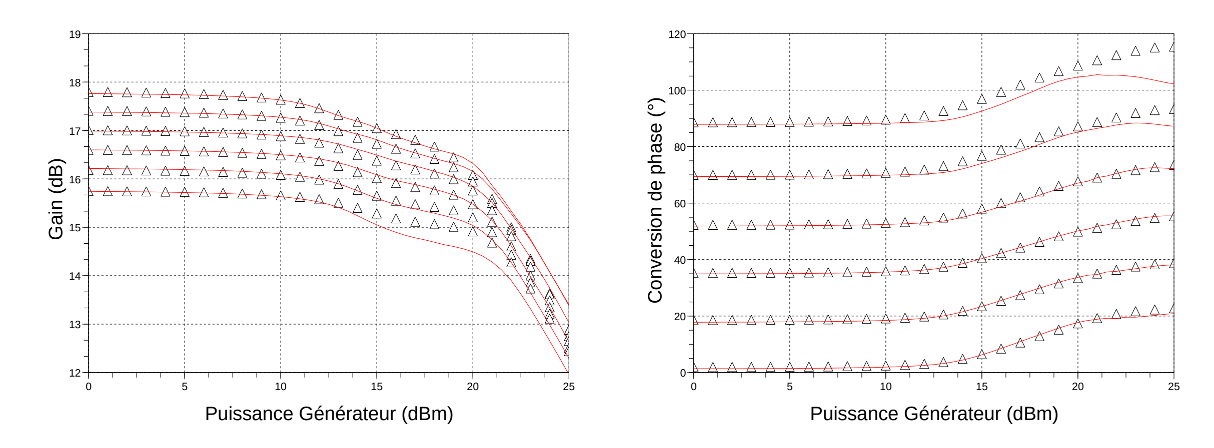


Fig. 3.44 – Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (Δ) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur 25 Ω

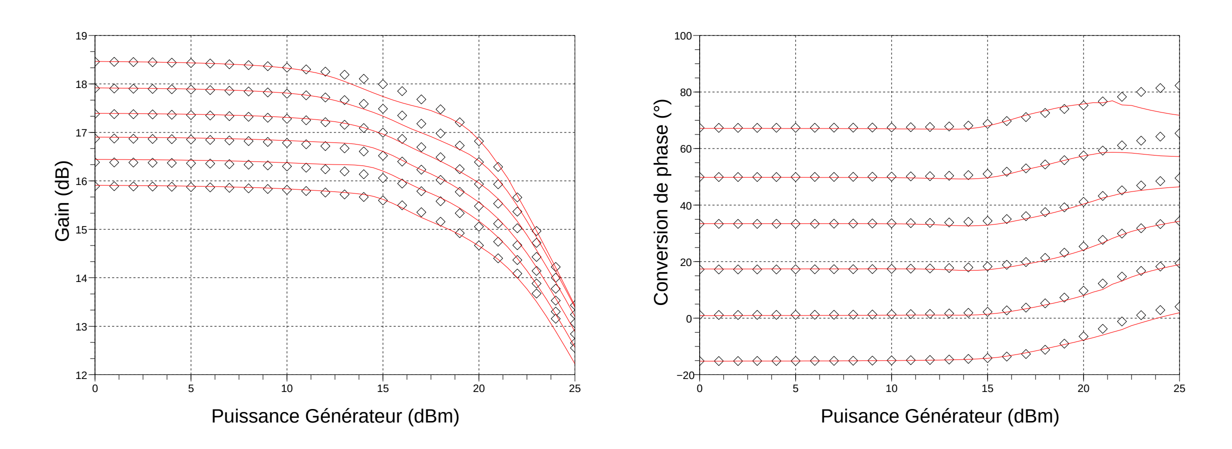


Fig. 3.45 – Comparaison sur 500 MHz de bande du gain (dB) et de la phase (°) du circuit (◇) et de son modèle (lignes pleines), chargé sur (40-j.30) Ω

3.2.6 Perspectives d'évolution du modèle topologique

Les perspectives d'évolution du modèle topologique sont conséquentes afin de parvenir au modèle envisagé, notamment concernant la prise en compte "efficace" de la dispersion fréquentielle des transistors, de la mémoire HF et des effets thermiques de l'amplificateur. C'est pourquoi dans cette section, différentes pistes de réflexion sont proposées afin d'amorcer les développements futurs.

3.2.6.1 Modélisation des cellules actives

Une amélioration du modèle des non linéarités peut être réalisée afin de tenir compte au mieux de la dispersion fréquentielle des transistors sur la bande passante de l'amplificateur en se basant sur les travaux de [10]. Les paramètres S fort-signal dépendant de la fréquences (équation 3.5) peuvent être réécrit sous la forme d'une série de Volterra

dynamique simplifiée à un seul noyau, caractéristique des effets de mémoire HF [11], relation 3.9, et donc à même de prendre en compte cette dispersion fréquentielle.

$$S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right)\cdot\tilde{a}_j(t)=S_{ij}^0\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{a}_j(t)+\frac{1}{2\pi}\cdot\int_{-BW/2}^{+BW/2}S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right)\cdot\tilde{A}_j(\Omega)\cdot e^{j\Omega t}\cdot d\Omega \quad (3.9)$$

où BW désigne la bande passante de l'amplificateur, S_{ij}^0 le noyau statique et S_{ij} le noyau dynamique.

Afin d'adopter une écriture qui puisse être implémentée dans un environnement de simulation numérique, on considère l'égalité suivante :

$$S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right)=\frac{\sum\limits_{n=0}^{N}\alpha_n\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot(j\Omega)^n}{1+\sum\limits_{m=1}^{M}\beta_m\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot(j\Omega)^m} \quad (3.10)$$

où N et M représentent respectivement les ordres du numérateur et du dénominateur, α_n et β_n les coefficients de l'approximation de Padé.

La variation des paramètres S fort-signal en fonction de la fréquence est modérée, comme l'illustre les figures 3.37 et 3.38, ce qui autorise l'utilisation d'un simple polynôme :

$$S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right)=\sum_{n=0}^{N}\alpha_n\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot(j\Omega)^n \quad (3.11)$$

avec α_n les coefficients du polynômes.

L'équation 3.9 peut alors se réecrire :

$$S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right)\cdot\tilde{a}_j(t)=S_{ij}^0\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{a}_j(t)+\frac{1}{2\pi}\cdot\int_{-BW/2}^{+BW/2}\sum_{n=0}^{N}\alpha_n\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot(j\Omega)^n\cdot\tilde{A}_j(\Omega)\cdot e^{j\Omega t}\cdot d\Omega \quad (3.12)$$

En considérant l'égalité suivante :

$$TF^{-1}\left\{(j\Omega)^k\cdot\tilde{A}_j(k)\right\}=\frac{\delta^k\tilde{a}_j(t)}{\delta t^k} \quad (3.13)$$

L'équation 3.12 devient :

$$S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|,\Omega\right)\cdot\tilde{a}_j(t)=S_{ij}^0\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\tilde{a}_j(t)+\sum_{n=0}^{N}\alpha_n\left(|\tilde{a}_1|\right)\cdot\frac{\delta^n\tilde{a}_j(t)}{\delta t^n} \quad (3.14)$$

L'implémentation serait limitée à des dérivées d'ordre relativement faible ($\approx$ 3 ou 4), puisque les courbes des paramètres S fort-signal en fonction de la fréquence ont des formes qu'il est aisé d'interpoler par des polynômes.

Cette solution n'est malheureusement pas envisageable dans l'environnement ADS avec l'outil FDD car il implique une utilisation de la fréquence comme un paramètre statique et non comme une variable du système d'équation indépendante. L'application de cet équation passerait donc soit par un modèle compilé ou un changement de simulateur.

3.2.6.2 Modélisation des circuits passifs

En vue d'une intégration efficace dans un environnement de simulation temporelle, la description des parties passives doit être traitée par des techniques de réduction d'ordre, similairement aux travaux réalisés par F.J. Casas sur un modulateur [7][12].

La réduction du modèle des réseaux d'adaptation est une des clés du principe topologique pour aboutir à un modèle du dispositif complet, efficace en terme de prise en compte de la mémoire HF, causé par les circuits passifs, et de temps de simulation dans le domaine temporel.

La réponse fréquentielle $H(f)$ des circuits linéaires de l'amplificateur est obtenue par des simulations de type paramètres S sur une bande de fréquence couvrant du DC à 3 ou 4 f_0. L'objectif est la recherche de la fonction de transfert $H(s)$ dans le domaine de Laplace, capable de reproduire la réponse $H(f)$ du domaine fréquentiel par optimisation du nombre de pôles et zéros de la fonction de transfert. Afin d'obtenir un modèle réduit de chaque circuit passif, reproduisant le plus fidèlement possible leur réponse fréquentielle, une étape de réduction du nombre de pôles et zéros est réalisée grâce à des techniques de groupement.

Dans [12], l'implémentation a été réalisée par combinaison d'éléments passifs RLC, dans l'environnement circuit ADS. Au niveau hiérarchique système, l'implémentation pourrait être réalisée au moyen de filtres équivalents dans un environnement data-flow ou au moyen d'éléments localisés synthétisés dans un environnement control-flow (Scilab-Modelica)

Cette technique de réduction présente deux avantages. Elle permet avant tout un gain de temps de calcul, mais également de préserver la notion d'impédance aux accès du circuit à modéliser. Ceci implique que le modèle réduit conserve le caractère bilatéral du circuit et permet de reporter cette notion d'impédance dans le plan d'accès des cellules actives. Cependant, à l'heure actuelle, l'utilisation de cette technique de réduction

d'ordre est récente et demande encore un travail important notamment concernant l'automatisation du procédé pour traiter des circuits complexes tels que les réseaux passifs d'un amplificateur, afin de générer directement la synthèse des circuits RLC réduits [13][14].

3.2.6.3 Prise en compte de l'effet thermique

Afin de limiter la complexité du modèle topologique global, l'effet thermique pourrait être pris en compte par un réseau RC thermique d'enveloppe. Cela implique la nécessité d'évaluer la puissance dissipée de l'amplificateur à partir du courant collecteur Ic_0 [5] et de calculer la variation de la température ΔT afin d'évaluer la température de fonctionnement T_f. Il serait alors nécessaire d'exprimer les paramètres S fort-signal suivant trois variables $|\tilde{a}_1|$, Ω, T_f.

3.2.6.4 Limitations de l'environnement de simulation

Il aurait été intéressant de soumettre cet amplificateur de test à une excitation de type radar (chirp) en effectuant une simulation temporelle dans ADS en TE. Cependant, la convergence de cette simulation est rendue très difficile, voire impossible, à cause de la structure même de cette amplificateur. En effet, les nombreux circuits d'adaptation au coeur de l'amplificateur et notamment les lignes distribuées constituent un point bloquant de cette simulation. L'utilisation du modèle topologique dans ADS comprenant la modélisation des parties passives basée sur la réduction d'ordre pourrait être ainsi une solution de substitution du modèle circuit de l'amplificateur en cas de non convergence de simulation de type TE.

3.2.7 Conclusion sur le modèle topologique

Dans cette partie nous avons présenté un concept original pour la modélisation système des amplificateurs de puissance qui semble adapté aux exigences des applications radar : prise en compte de fortes désadaptations de charge et des effets mémoire, et qui facilitera la prise en compte des effets thermique de part sa structure.

Ce modèle repose sur la structure même de l'amplificateur par une séparation de traitement entre les parties actives et passives. Le choix du modèle des cellules actives s'est porté sur le modèle bilatéral utilisé dans la partie A, mais cette fois appliqué au niveau transistor. Les circuits passifs sont représentés par leur paramètres S.

Les comparaisons entre les simulations de l'amplificateur de puissance de test et de son modèle établi pour des désadaptations de charge jusqu'à TOS 3 confirment les bonnes performances de celui-ci.

Afin d'étendre les capacités du modèle à toute la bande de fonctionnement de l'amplificateur, la dispersion en fréquence des transistors ne peut être négligée. Pour cela les paramètres S fort-signal issus de la mesure des cellules actives sont paramétrés par des coefficients exprimés en fonction de la fréquence. Ces coefficients, extraits en petit signal, permettent de façon très simple de modéliser cette dépendance. Des essais ont été réalisés sur le cas test pour plusieurs TOS et pour un signal mono-ton sur la bande de fréquence utile de l'amplificateur. Les résultats obtenus sont validés en bas niveau et donnent une extrapolation correcte dans sa zone de compression de l'amplificateur.

Cependant, d'autres méthodes plus précises existent mais nécessitent une implémentation et une extraction du modèle plus lourde. La méthode adoptée ici présente un compromis performance/simplicité satisfaisant. En effet, son avantage majeur repose sur la simplicité d'extraction des parties actives puisqu'il est possible d'accéder à ses caractéristiques directement à partir de simulations circuits simples ou à l'aide d'un banc d'instrumentation classique de type ARV.

Nous avons initié ici la validation du principe du modèle topologique, en nous concentrant sur la partie active et leur modélisation pour la prise en compte des désadaptations de charge. L'évolution du modèle à la prise en compte de la mémoire HF et des effets liés à la thermique passe par un travail conséquent sur les techniques de réduction d'ordre appliquées aux circuits passifs. Cependant, la synthèse de ces circuits en éléments équivalents localisés pourrait être implémentée directement dans un environnement circuit ou système de type Scilab/Scicos -Modelica.

3.3 PARTIE C - Intégration du modèle boite noire dans un environnement de simulation système

3.3.1 Introduction

Il est entendu que l'aboutissement des modèles comportementaux passe par leur intégration dans des environnements de simulation système adaptés à leur fonctionnement, généralement de type unilatéral. Un aspect non négligeable du développement des modèles boîtes noires est d'ailleurs consacrée à leur intégration dans ces simulateurs (Matlab/Simulink, Ptolemy, etc.) [15].

Dans la partie A, nous avons présenté un modèle bilatéral boite noire d'amplificateurs de puissance, basé sur les paramètres S fort-signal et démontré son intérêt en terme de prédiction du comportement des amplificateurs face à des désadaptations de charge. Afin de finaliser son développement, il est naturel de l'implémenter dans un simulateur système. Son intégration dans un tel environnement doit permettre d'évaluer la réponse temporelle d'amplificateurs pour différentes impédances de fermeture, soumis à des signaux de type radars. L'environnement système utilisé nécessite cependant qu'il soit équipé d'un solveur, capable de résoudre un système d'équations implicites utilisé en temporel d'enveloppe.

Nous verrons que l'environnement SCILAB/SCICOS possède d'une part un tel solveur, mais également un langage de programmation, **Modelica**, dédié à la simulation de systèmes physiques, facilitant la description sur le plan équationnel de systèmes bilatéraux. Cet environnement sera brièvement présenté ainsi que le couplage entre Scicos et Modelica. Puis la phase d'implémentation de ce modèle paramétré en fréquence (prise en compte statique de la mémoire HF des amplificateurs) sera détaillée. Enfin, le modèle sera validé à l'aide de simulations temporelles sur l'amplificateur de puissance de test utilisé dans la partie A, pour différentes impédances de charge.

3.3.2 Présentation de l'environnement de simulation système

Nous nous proposons de présenter un nouvel environnement de simulation : Scilab/Scicos - Modelica, qui semble particulièrement bien adapté à l'implémentation de modèles bilatéraux. Scilab/Scicos est un logiciel consacré au calcul scientifique qui constitue une alternative open-source et gratuite à Matlab/Simulink. Grâce à un solveur d'équations différentielles de type DAE, Scilab/Scicos peut résoudre des systèmes implicites. Néanmoins, établir un schéma-bloc représentatif d'un système implicite à

l'aide de blocs unilatéraux explicites nécessite de nombreuses rétroactions, rendant la construction du schéma-bloc très ardu. Dans le cas d'un système implicite complexe, sa réalisation devient quasiment impossible. Le couplage récent entre Scicos et le langage de programmation Modelica constitue une avancée dans l'intégration des modèles physiques dans Scicos. Le choix de cet environnement de simulation a été également guidé par la maîtrise qu'a acquit la laboratoire C2S2 de XLIM dans Scicos grâce aux travaux d'implémentation de modèles comportementaux unilatéraux [16][17], de co-simulation [18] et aux travaux d'intégration d'une boîte à outils de communications numériques [19].

3.3.2.1 Scilab

Développé depuis 1990 par l'INRIA et l'ENPC, Scilab est un logiciel destiné à des multiples applications scientifiques, distribué gratuitement via Internet avec son code source. Scilab propose plusieurs centaines de fonctions mathématiques, comparables à celles de Matlab. L'intérêt d'un tel système réside en son aspect ouvert, puisque l'utilisateur peut définir ses propres fonctions à partir des primitives de calcul fournies ou encore grâce à la possibilité d'écrire des fonctions dans différents langages de programmation tels que Scilab, C, C++ ou Fortran. Scilab reçoit également de nombreuses contributions extérieures, souvent sous forme de boîte à outils et tend à être utilisé de plus en plus couramment dans le monde de la recherche et de l'industrie.

3.3.2.2 Scicos

Scicos est une boîte à outils de Scilab qui permet la modélisation et la simulation système dynamique. Scicos n'est pas à proprement parlé un simulateur de type data-flow, mais hybride, capable de gérer des éléments et des signaux continus, discrets et événementiels [20]. Scicos possède un éditeur graphique de schéma-blocs qui peut être utilisé pour décrire des modèles complexes en connectant des blocs qui représentent des fonctions de bases. De nombreux blocs sont prédéfinis et disponibles dans les différentes palettes (*Sources*, *Sinks*, *Linear*, *Non_linear*, etc.), ou peuvent être créés par l'utilisateur [15][21]. Les blocs sont constitués d'une fonction de simulation (écrite en Scilab, C, C++ ou Fortran) associée au comportement dynamique et une fonction d'interface (écrite en Scilab) qui gère l'interface entre la fonction de simulation et l'utilisateur (nombre de ports d'entrées/sorties, taille du bloc, etc.).

3.3.2.3 Les Solveurs

Un solveur utilise des algorithmes d'intégration numérique permettant de calculer la dynamique du système au cours du temps. Le solveur est appelé de manière répétitive, où à chaque appel il calcule la solution pour une période donnée. Scicos possède deux types

de solveurs qui sont utilisés en fonction du type d'équations différentielles lui servant à résoudre le système établi :

- ODE ;
- DAE.

• **Solveur ODE**

Ce solveur permet de résoudre les systèmes qui font appel à des équations *explicites*, qui s'écrivent sous la forme de l'équation 3.15

$$\dot{x} = f(x, u, t) \tag{3.15}$$

où t représente le temps, x la variable d'état (continue ou discrète), $\dot{x}$ sa dérivée et u la variable vectorielle d'entrée.

Ce type d'équation est qualifié d'explicite parce que le membre de droite de l'équation peut être évalué et le résultat affecté au membre de gauche. Cette équation revient donc d'un point de vue physique à calculer la sortie d'un système à partir de ses entrées. Lorsqu'un schéma-bloc Scicos correspond à un système explicite, celui-ci est calculé de manière numérique grâce au solveur ODE de Scilab : LSODAR [22].

• **Solveur DAE**

Certains systèmes ne peuvent être régis par une structure explicite (ou unilatérale), mais *implicite*. La simulation d'un tel système dans Scicos implique que le simulateur soit capable de résoudre les équations de type DAE, de la forme :

$$F(\dot{z}, z, t) = 0, \quad z = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \tag{3.16}$$

où t symbolise le temps, x et y représentent respectivement l'état du système et les sorties.

Pour résoudre ce formalisme mathématique, où il impossible de définir les entrées et les sorties de la fonction, Scicos fait appel au solveur DAE : DASKR [23][24].

3.3.2.4 Modelica

Modelica est un langage de modélisation orienté-objet, dédié à la résolution de problèmes physiques complexes. Le champ d'application de Modelica peut être relatif à la mécanique, l'hydraulique, la thermique, l'électronique, etc.. Son usage se rapproche

des langages VHDL-AMS et Verilog-A, tous deux issus de l'industrie électronique, dans le sens où les systèmes sont décrit sous la forme d'un ensemble d'équations. Le langage, les bibliothèques et certains outils de simulation de Modelica sont libres et son développement est organisé par "Modelica Association" [25]. Le mécanisme de Modelica dans Scicos est comparable à celui des logiciels commerciaux **AMESim** et **Dymola**.

3.3.2.5 Modelica dans l'environnement Scicos

L'établissement de systèmes implicites dans l'environnement initial Scicos nécessite l'utilisation de blocs unilatéraux explicites. Afin de simplifier cette construction, des blocs dits *acausaux*, écrit en langage Modelica, sont intégrés à Scicos. Ces blocs ne possèdent pas de ports d'entrées/sorties comme un bloc standard Scicos, mais des ports non-orientés, puisque les équations qui les décrivent n'ont pas de variables d'entrées/sorties [22]. La figure 3.46 présente en exemple le code Modelica d'une capacité (équation caractéristique $C \cdot \frac{dv(t)}{dt} = i(t)$). Les fonctions d'interfaces, associées aux blocs implicites, sont comparables à celle des blocs standards écrites en langage Scilab [20].

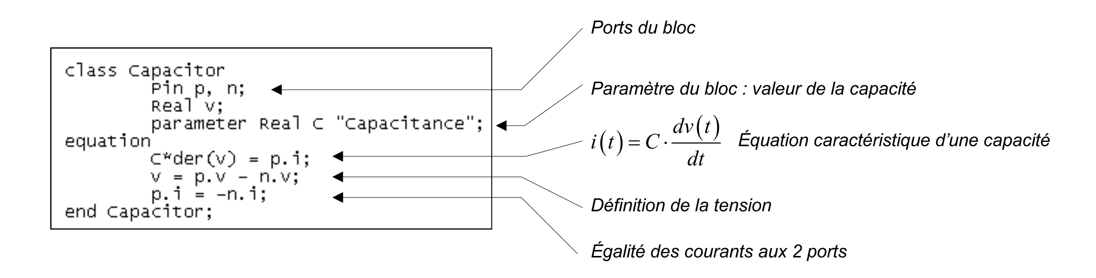


FIG. 3.46 – Code Modelica d'une capacité

Par défaut une palette *"Electrical"*(figure 3.47) qui contient des fonctions électroniques de base et une palette *"ThermoHydraulics"* sont proposées dans Scicos.

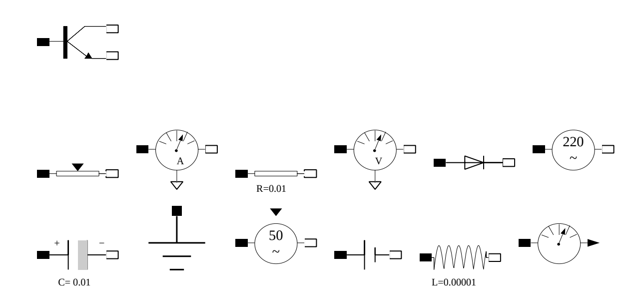


FIG. 3.47 – Palette "Electrical" définie dans Scicos

En plus de ces blocs prédéfinis dans Scicos, l'utilisateur peut créer ses propres fonctions en langage Modelica. Toutefois, à partir du code Modelica, il est possible de faire appel à des fonctions externes en langage C ou Fortran77.

Afin d'illustrer l'intérêt de Modelica, un circuit très simple RLC est construit à l'aide de blocs explicites (figure 3.48) et de blocs implicites (figure 3.49). Même sur un circuit simple, les figures 3.48 et 3.49 permettent de mettre en avant l'utilité des blocs implicites. Pour des systèmes plus complexes à mettre en oeuvre, la construction des schémas-blocs est donc largement facilité.

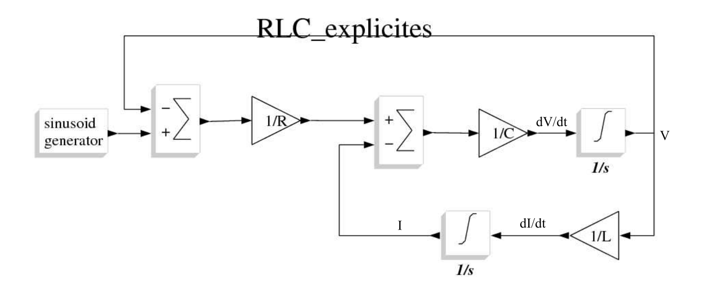


Fig. 3.48 – Circuit RLC construit dans Scicos à partir avec de blocs explicites

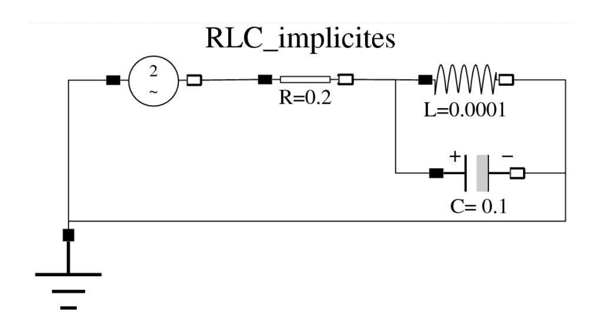


Fig. 3.49 – Circuit RLC construit dans Scicos à partir de blocs implicites

Par ailleurs, il est important de remarquer qu'un même diagramme dans Scicos autorise à la fois des blocs explicites et implicites, figure 3.50. Cette propriété permet donc de réaliser des schémas-blocs mêlant des fonctions spécifiques au traitement du signal (blocs explicites) et des fonctions dédiées à la résolution du système physique (blocs implicites).

3.3.2.6 Principe de simulation de Modelica dans Scicos

Si un diagramme de simulation Scicos contient un ou des blocs implicites, la procédure de simulation se déroule suivant l'organigramme représenté sur la figure 3.51. Une netlist en Modelica est générée pour décrire l'ensemble des blocs implicites. Cette netlist est ensuite convertie en langage C, permettant le passage d'une description équationnelle,

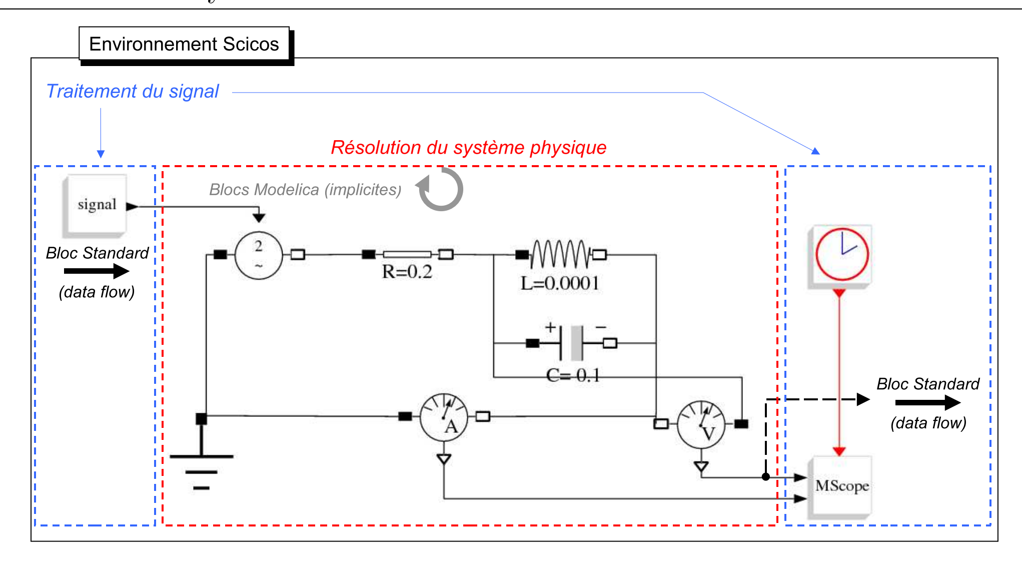


FIG. 3.50 – Simulation d'un circuit RLC (simulation physique) dans l'environnement Scicos

en langage Modelica, à une description procédurale, en langage C. Un bloc virtuel de type explicite mais à dynamique interne implicite est alors créé afin d'être compilé avec les autres blocs explicites du shéma-bloc dans Scicos. Le solveur ODE ou DAE est alors sélectionné pour effectuer la simulation dans Scicos.

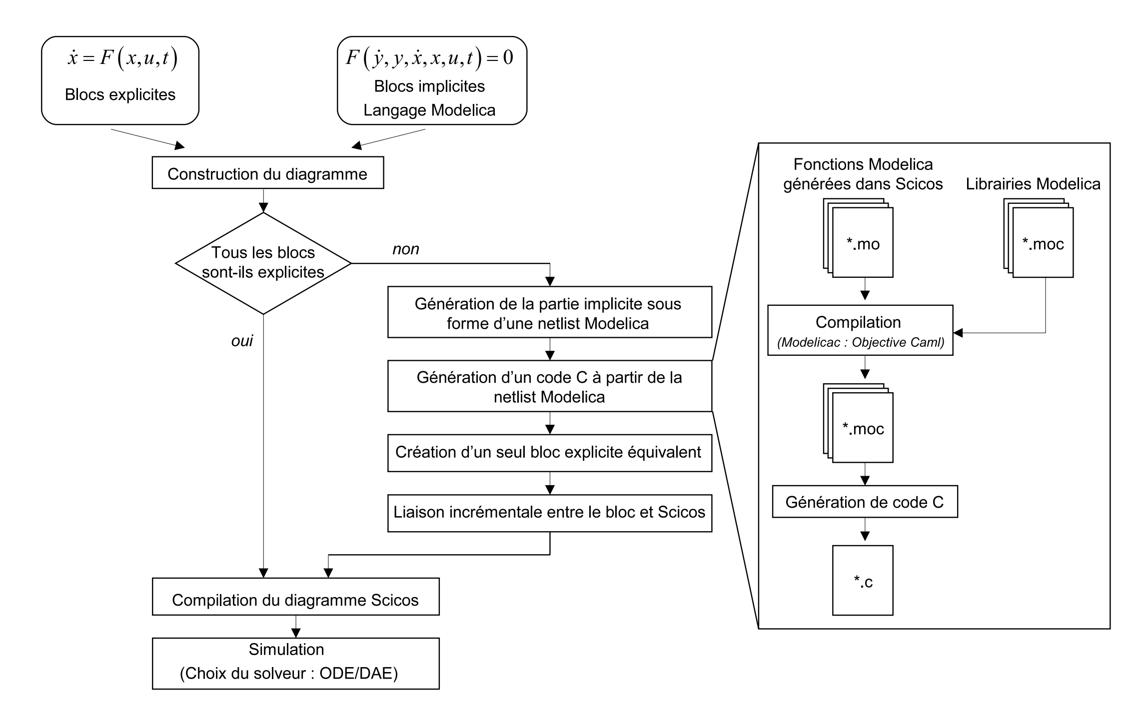


FIG. 3.51 – Organigramme de simulation contenant des blocs explicites et implicites

3.3.3 Implémentation du modèle boîte noire dans Scicos

Le couplage entre Scicos et Modelica, qui offre une représentation aisée des systèmes implicites, permet l'implémentation dans cet environnement du modèle bilatéral basé sur les paramètres S fort-signal statique, rappelé équation 3.17.

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1(t) \\ \tilde{b}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}(|\tilde{a}_1|) & S_{12}(|\tilde{a}_1|) \\ S_{21}(|\tilde{a}_1|) & S_{22}(|\tilde{a}_1|) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1(t) \\ \tilde{a}_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S_{12}^{\Delta}(|\tilde{a}_1|) \\ 0 & S_{22}^{\Delta}(|\tilde{a}_1|) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^*(t) \\ \tilde{a}_2^*(t) \end{pmatrix} \tag{3.17}$$

L'équation 3.17 étant statique, son implémentation est très simple. Néanmoins, la notion de nombres complexes n'étant pas encore définie dans le langage Modelica et dans Scicos, le système d'équations est par conséquent divisé en parties réelles et imaginaires. Les quatre fonctions à implémenter dans le domaine temporel, issues de l'équation 3.17, sont données par le système 3.18.

$$\begin{cases} \tilde{b}_1^{\Re}(t) = S_{11}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) - S_{11}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{12}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) + S_{12}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad - \left(S_{12}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{12}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \\ \tilde{b}_1^{\Im}(t) = S_{11}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) + S_{11}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{12}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{12}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad + \left(S_{12}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) - S_{12}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \\ \tilde{b}_2^{\Re}(t) = S_{21}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) - S_{21}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{22}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) + S_{22}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad - \left(S_{22}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{22}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \\ \tilde{b}_2^{\Im}(t) = S_{21}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) + S_{21}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{22}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{22}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad + \left(S_{22}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) - S_{22}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \end{cases} \tag{3.18}$$

Le code Modelica fait appel à des fonctions externes en C, permettant la lecture du fichier des paramètres S fort-signal, l'interpolation de ce fichier et le calcul du système 3.18.

L'interpolation qui est utilisée dans ce code C est une simple interpolation linéaire car à la suite du calcul des paramètres S fort-signal issu d'un script Scilab (Partie A), un autre script interpole une première fois le fichier issu des simulations à l'aide de fonctions splines cubiques prédéfinies dans Scilab.

Ce système d'équations est implémenté dans un bloc implicite nommé "**HPA**", figure 3.52. L'équation caractéristique du modèle d'amplificateur étant définie en fonction des ondes incidentes ($\tilde{a}$) et réfléchies ($\tilde{b}$), son bloc n'est donc pas décrit en fonction de la tension et du courant.

La figure 3.53 montre le diagramme-bloc Scicos utilisé pour simuler le modèle

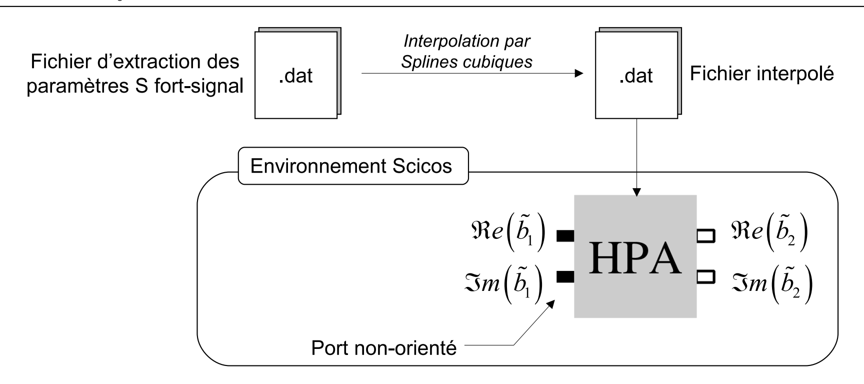


FIG. 3.52 – Principe du bloc implicite "HPA"

comportemental de l'amplificateur dans le domaine temporel. Le générateur, les masses ainsi que les différentes sondes sont prédéfinis dans la palette "Electrical" de Scicos. Pour notre application, les générateurs de tension sont équivalents à des générateurs d'ondes incidentes $\Re\text{e}(\tilde{a}_1)$ et $\Im\text{m}(\tilde{a}_1)$, les sondes de courants mesurent les ondes $\Re\text{e}\left(\tilde{b}_2\right)$ et $\Im\text{m}\left(\tilde{b}_2\right)$, et les sondes de tensions, les ondes $\Re\text{e}(\tilde{a}_2)$ et $\Im\text{m}(\tilde{a}_2)$.

Le bloc "**Gamma_LOAD**" symbolise le coefficient de réflexion de la charge présentée à l'amplificateur, une interface permet de sélectionner le module et la phase du coefficient de réflexion.

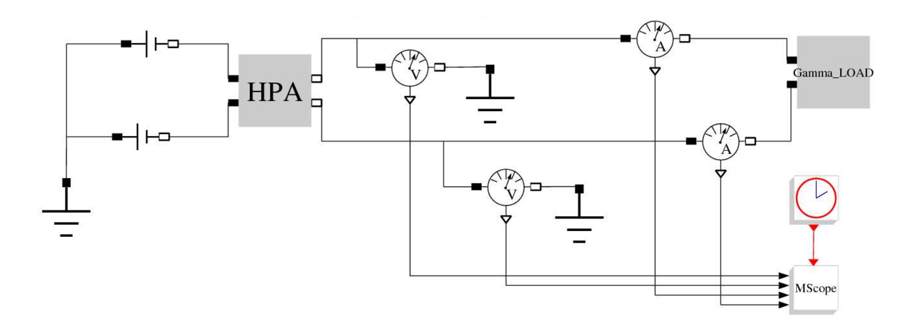


FIG. 3.53 – Diagramme de simulation d'un amplificateur dans l'environnement Scicos

3.3.4 Résultats dans Scicos

3.3.4.1 Modélisation de l'amplificateur à f_0

L'amplificateur utilisé pour illustrer les performances des paramètres S fort-signal statique est celui de la partie A. Une comparaison est effectuée entre des simulations en TE dans ADS et des simulations de son modèle intégré à Scicos (temporelles d'enveloppe). L'amplificateur, soumis à une impulsion CW (f_0=2.1 GHz) de 10 μs, est fermé sur sa charge optimale (50 Ω) et sur différentes charges équivalentes à un TOS 2 (figure 3.54).

$\lvert\Gamma\rvert$	*Phase* (rad)	*Impédance* (Ω)	*Symbole*
0	-	50	∇
1/3	$\pi/2$	$40 + j \cdot 30$	$\circ$
	π	25	Δ
	$3\pi/2$	$40 - j \cdot 30$	$\diamond$

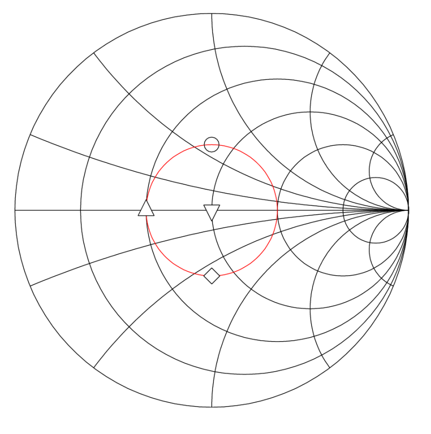


FIG. 3.54 – Impédances de test (TOS 2)

Les figures 3.55 et 3.56 présentent respectivement les réponses temporelles de l'amplificateur et celle du modèle pour une impulsion excitant l'amplificateur en petit signal (Pin = 10 dBm) et à la compression (Pin = 32 dBm).

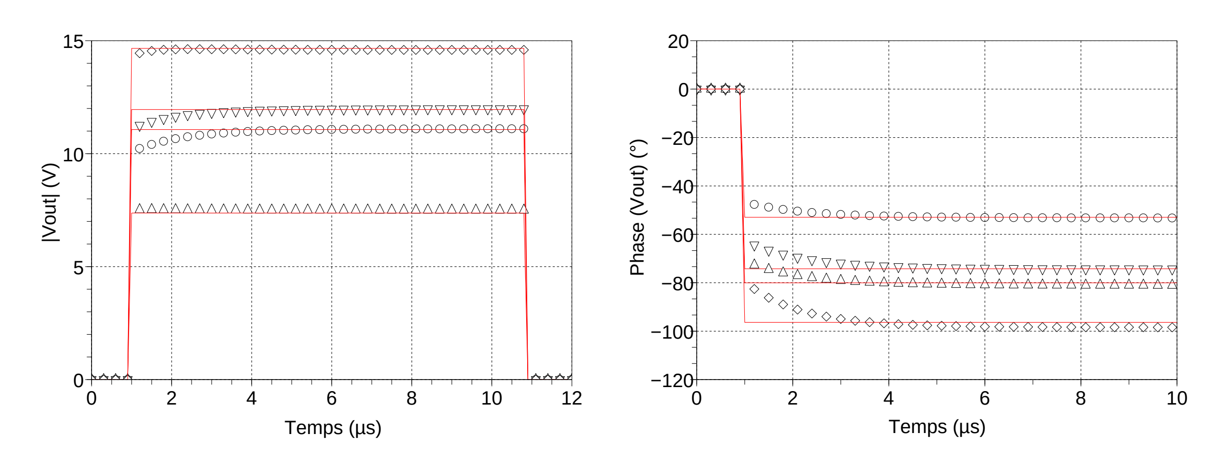


FIG. 3.55 – Comparaison module (V) et phase (°) du circuit (∇, $\circ$, Δ, $\diamond$) et du modèle (lignes pleines) pour une excitation en petit signal

Il apparaît sur ces figures que les modules et phases des impulsions issues de la simulation circuit mettent quelques μs avant de s'établir autour de leur valeur finale. Cette perturbation, caractéristique de l'effet de mémoire BF présent dans l'amplificateur, est exacerbé par la forme temporelle du signal d'excitation. Le modèle étant statique, il ne peut en tenir compte, ce qui explique l'erreur de celui-ci sur les premières μs des impulsions.

Cet effet non linéaire est plus particulièrement présenté sur la figure 3.57, où l'amplificateur et son modèle sont soumis à une impulsion (Pin = 30 dBm) de 10 μs, fermés sur une impédance de $(40 - j \cdot 30) \quad \Omega$ (TOS 2).

Toutefois, les comparaisons entre les réponses du circuit et celles du modèle comportemental sont satisfaisantes, l'erreur étant quasi nulle. Le coût de calcul de la

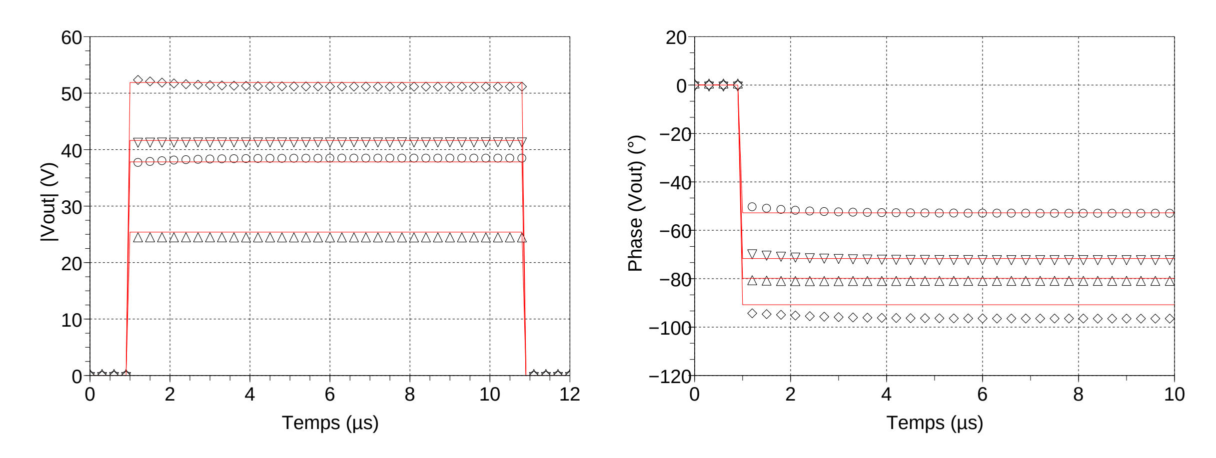


FIG. 3.56 – Comparaison module (V) et phase (°) du circuit (∇, ∘, Δ, ⋄) et du modèle (lignes pleines) pour une excitation à la compression

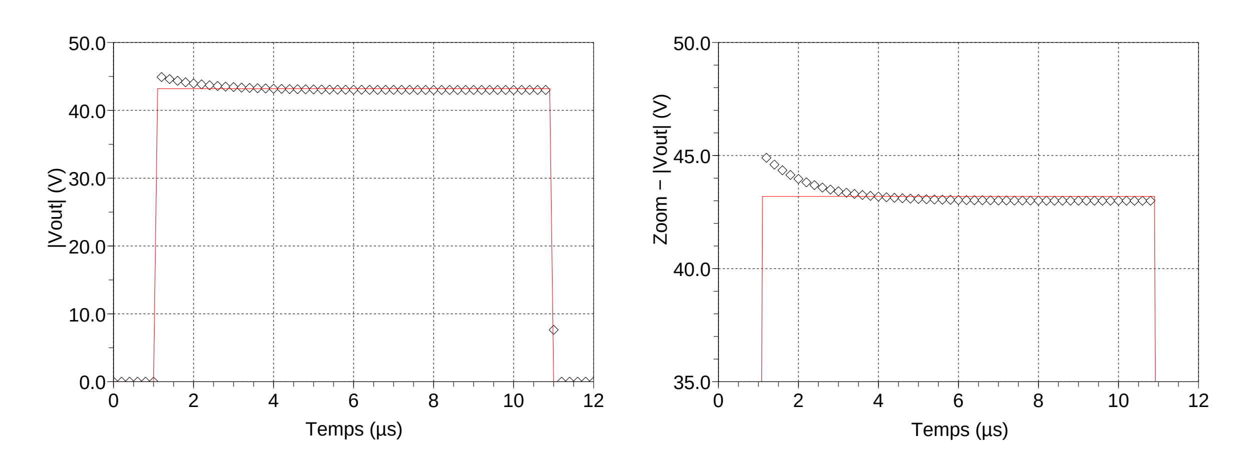


FIG. 3.57 – Mise en évidence de l'effet de mémoire BF dans l'amplificateur. Circuit (⋄) / modèle (lignes pleines)

simulation système est comparable à celui d'un modèle conventionnel AM/AM - AM/PM @ f_0, le gain de temps par rapport à la simulation circuit est donc très important. Bien qu'il dépende du design de l'amplificateur et des pas d'échantillonnages temporels des simulations circuit et système, il est de l'ordre de la centaine.

3.3.4.2 Modélisation de l'amplificateur dans sa bande passante

Afin de prendre en compte la mémoire HF de l'amplificateur de manière dynamique, les paramètres S fort-signal peuvent s'écrire à l'aide d'un modèle de Volterra un noyau [11], en charge de reproduire l'effet HF, comme proposé dans la partie B. L'équation

caractéristique est rappelée ci dessous :

$$S_{ij}\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|,\Omega\right)\cdot\tilde{a}_j(t)=S_{ij}^0\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|\right)\cdot\tilde{a}_j(t)+\sum_{n=0}^{N}\alpha_n\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|\right)\cdot\frac{\delta^n\tilde{a}_j(t)}{\delta t^n} \tag{3.19}$$

Néanmoins, le solveur DAE de Scilab/Scicos, nécessaire à la résolution de systèmes d'équations implicites, possède un pas d'intégration qui n'est pas fixe. Cette propriété implique donc que son pas temporel peut diminuer au cours de la simulation, afin d'améliorer la précision de calcul, si les variables changent rapidement de valeurs. Au contraire, son pas peut augmenter pour gagner en coût de calcul, si les fluctuations des variables sont lentes, sans perdre en précision. Le pas du solveur peut également faire des retours en arrière pour recalculer un point particulier, avant de reprendre le sens temporel croissant. Ce fonctionnement entraîne une forte difficulté, voire même rend impossible le calcul de dérivées à l'aide de méthodes numériques classiques telle que la méthode de Gear [26], ces dérivées étant pourtant indispensables à l'intégration du modèle basé sur les paramètres S fort-signal dynamiques.

Ceci constituant de ce fait un point bloquant dans ces travaux de thèse, nous avons choisi de paramétrer le modèle en fréquences, permettant ainsi de tenir compte de la mémoire HF de l'amplificateur, mais en se privant du caractère dynamique du modèle. Dans Scicos, une boîte de dialogue du bloc "HPA" permet alors de sélectionner la fréquence de travail.

La relation 3.19 peut être ainsi calculée à l'aide d'une fonction rationnelle de type Padé (équation 3.20) , ou d'un simple polynôme (équation 3.21).

$$S_{ij}\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|,\Omega\right)\cdot\tilde{a}_j(t)=\frac{\sum\limits_{n=0}^{N}\alpha_n\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|\right)\cdot(\Omega)^n}{1+\sum\limits_{m=1}^{M}\beta_m\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|\right)\cdot(\Omega)^m} \tag{3.20}$$

$$S_{ij}\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|,\Omega\right)\cdot\tilde{a}_j(t)=\sum_{n=0}^{N}\alpha_n\left(\left|\tilde{a}_1(t)\right|\right)\cdot(\Omega)^n \tag{3.21}$$

Les paramètres S fort-signal sont extraits pour plusieurs points de fréquences appartenant à la bande passante de l'amplificateur. Pour que le processus d'extraction de ce modèle ne soit pas trop contraignant, le nombre de fréquences choisi pour couvrir la bande de l'amplificateur est peu élevé. La méthode d'interpolation polynomiale est utilisée, les coefficients des polynômes étant compris entre l'ordre 3 et 5 selon les paramètres S fort signal à approximer. La figure 3.58 présente en exemple les résultats de l'interpolation de

$\Re e\left(S_{ij}\left(|\tilde{a}_1|, \Omega\right)\right)$, paramétrée en $|\tilde{a}_1|$, pour 400 MHz de bande autour de f_0. Il est à noter que le nombre de courbes paramétrées par figure a été fortement réduit afin de clarifier l'affichage des résultats. Cependant, les valeurs de $|\tilde{a}_1|$ choisies pour illustrer ces figures couvrent l'ensemble de la gamme de $|\tilde{a}_1|$ utilisée.

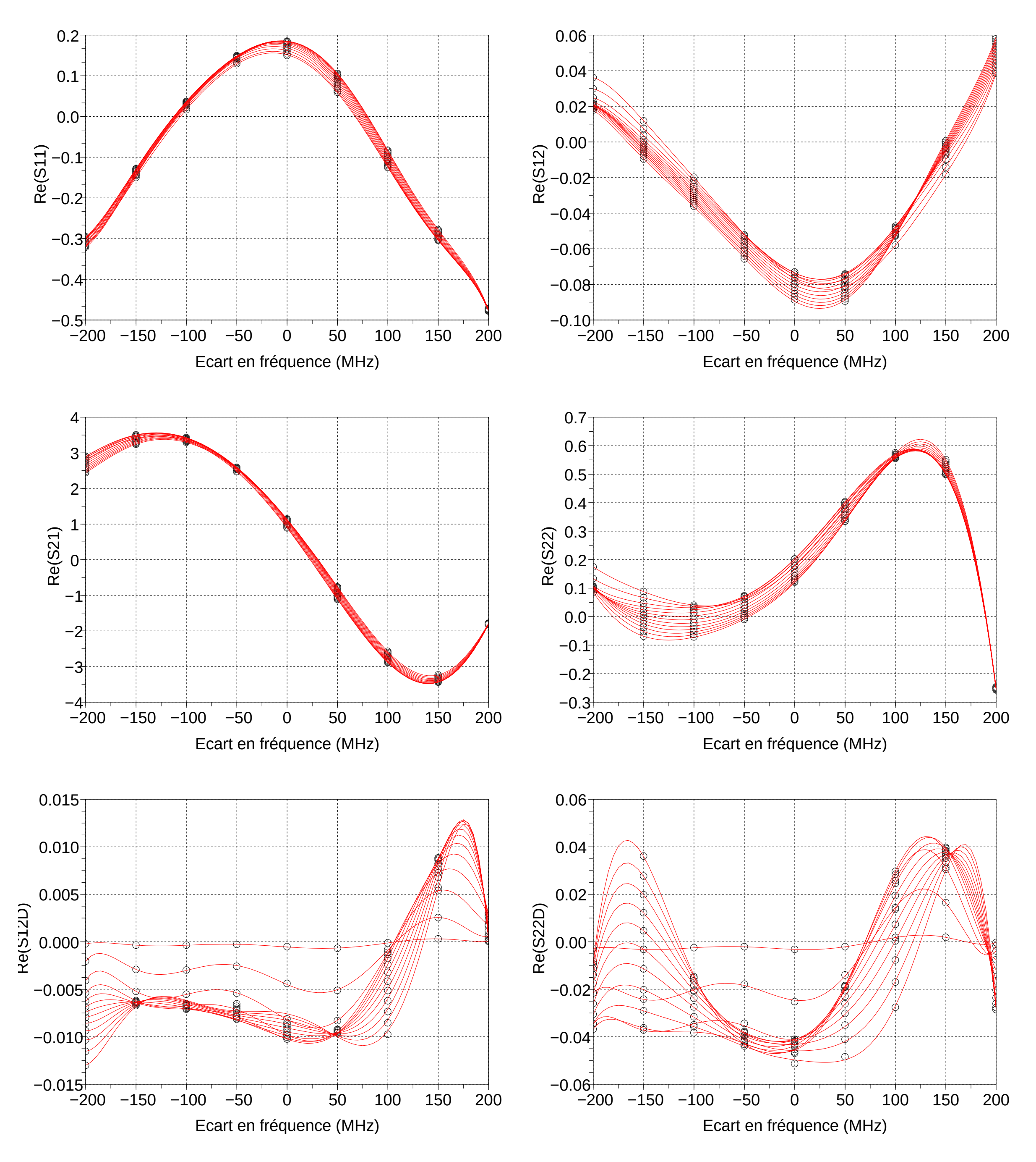


FIG. 3.58 – Parties réelles des paramètres S fort-signal pour différents $|\tilde{a}_1|$. Fichier extrait (○) et interpolation (lignes pleines).

La qualité de l'interpolation est très satisfaisante pour les quatre paramètres S fort-signal linéaires, car leurs variations sont simples à interpoler à l'aide d'un polynôme (ordre

3). Les paramètres S_{12}^{Δ} et S_{22}^{Δ} qui possèdent des variations très non linéaires dans la bande passante nécessitent une approximation à l'aide d'un polynôme ordre supérieur (ordre 5).

Afin d'améliorer sensiblement la qualité d'interpolation, extraire plus de points en fréquence constitue une première solution mais contribuerait à alourdir l'extraction de l'amplificateur. L'utilisation de méthodes d'interpolation basées sur une décomposition en pôles et résidus permettrait cependant des interpolations de meilleure qualité.

Pour illustrer la prise en compte de la mémoire HF de l'amplificateur de test, celui-ci est chargé sur une impédance correspondant à un TOS 2 et soumis à une impulsion de 10 μs (Pin = 30 dBm) pour une plage de fréquences appartenant à la bande passante de l'amplificateur (tableau 3.1).

Impédance (Ω)	*Écart en fréquence* (MHz)	*Symbole*
$40 - j \cdot 30$	-200	$\diamond$
	-100	Δ
	0	$\circ$
	100	$\triangleright$
	200	∇

TAB. 3.1 – Différentes fréquences testées sur une impédance de TOS 2

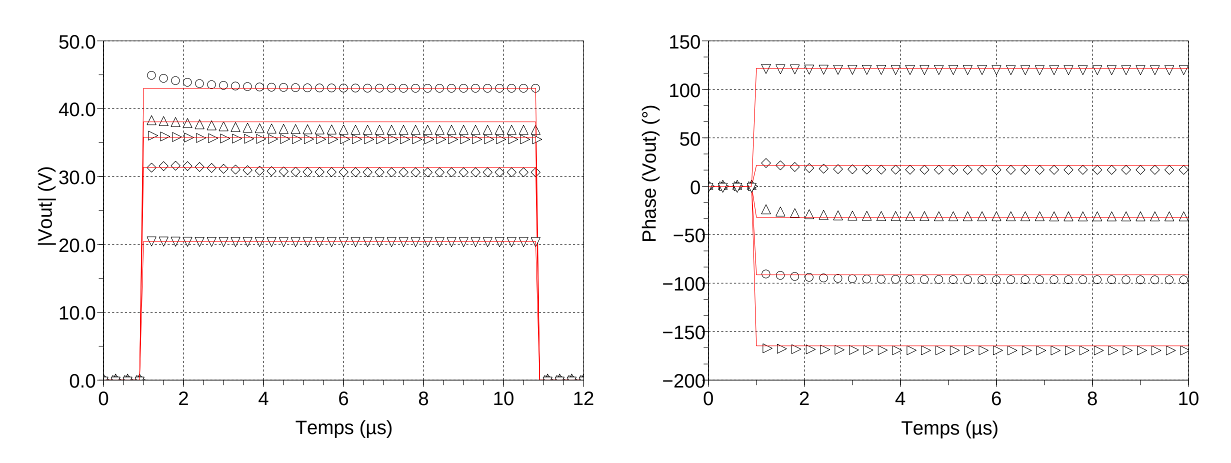


FIG. 3.59 – Comparaison module (V) et phase (°) du circuit ($\diamond$, Δ, $\circ$, $\triangleright$, ∇) et du modèle (lignes pleines) pour différentes fréquences appartenant à la bande passante de l'amplificateur

La figure 3.59 permet de valider ce modèle paramétré en fréquences. L'erreur du modèle est quasiment nulle, hormis en début d'impulsion, puisque celui-ci ne peut prendre en compte les effets BF. Encore une fois, cette figure permet de constater l'importance de la mémoire HF de l'amplificateur, l'enveloppe de sa tension de sortie pouvant varier de plus de la moitié sur seulement 200 MHz de bande passante.

Une approche, complémentaire à celle que nous venons de voir, consisterait à paramétrer le modèle non pas en fonction de la fréquence mais de la puissance, équation 3.22.

$$\begin{cases} S_{i1}\left(\left|\tilde{a}_1\right|, \Omega(t)\right) \cdot \tilde{a}_1 = \sum\limits_{n=0}^{N} \alpha_n \left(\Omega(t)\right) \cdot \left(\left|\tilde{a}_1\right|\right)^n \\ S_{i2}\left(\left|\tilde{a}_1\right|, \Omega(t)\right) \cdot \tilde{a}_2(t) = \sum\limits_{n=0}^{N} \alpha_n^{'} \left(\Omega(t)\right) \cdot \left(\left|\tilde{a}_1\right|\right)^n \end{cases} \tag{3.22}$$

L'intérêt de cette approche réside dans le fait que ce modèle serait capable de prendre en compte de façon dynamique la mémoire HF mais pour une valeur de $|\tilde{a}_1|$ donnée. Ce type de modélisation, qui semble bien adapté à la problématique radar, permettrait ainsi de tester des signaux impulsionnels chirpés à amplitude constante.

3.3.5 Conclusion

L'intégration dans un simulateur système du modèle boite noire bilatéral basé sur les paramètres S fort signal statique est l'objet de cette partie. Ce modèle a été validé sur le même amplificateur que celui testé dans la partie A. La validation s'est effectuée sur la bande passante de l'amplificateur, au prix d'un paramétrage en fréquences. Cette intégration permet néanmoins d'utiliser un modèle comportemental d'amplificateur en temporel d'enveloppe offrant un gain de temps très important par rapport à des simulations circuit telles que l'IT ou même le TE. L'environnement de simulation repose sur le couplage entre Scilab/Scicos et Modelica, qui permet une description très naturelle du modèle bilatéral, contribuant ainsi à en simplifier son implémentation.

Par ailleurs, le couplage Scicos/Modelica permet de regrouper dans un même ensemble de simulation un environnement adapté au traitement du signal (Scicos) et un environnement spécifique à la résolution de problèmes physiques (Modelica). Cet assemblage semble très intéressant pour les radaristes qui pourront à terme soumettre les modèles d'amplificateur à des signaux complexes et pourront effectuer le traitement des signaux après amplification.

Les perspectives d'évolution immédiate du modèle boite noire dans cet environnement concernent la prise en compte dynamique de la mémoire HF de l'amplificateur, en exprimant les paramètres S fort signal sous forme de séries de Volterra. Ce point nécessitera un travail sur l'implémentation de fonctions dépendantes de la puissance et de la fréquence.

3.4 Bibliographie

[1] D.-E. Root, J. Verspecht, D. Sharrit, J. Wood, and A. Cognata, "Broad-Band Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models From Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3656–3664, November 2005.

[2] A. Technologies, "Advanced Design System Documentation," http ://eesof.tm.agilent.com/docs/, Tech. Rep.

[3] K. Kurokawa, "Power Waves and Scattering Matrix," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, pp. 194–202, March 1965.

[4] D. Frickey, "Conversions Between S,Z,Y,h,ABCD, and T parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 205–211, February 1994.

[5] T. Reveyrand, T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, and J.-M. Nebus, "A smart load-pull method to safely reach optimal matching impedances of power transistors," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1489–1492.

[6] F.-X. Estagerie, T. Reveyrand, S. Mons, R. Quéré, L. Constancias, and P. Le Helleye, "From Circuit Topology to Behavioural Model of Power Amplifier Dedicated to Radar Applications," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 8, April 2007.

[7] F.-J. Casas, R. Portilla, J. Quéré, A. Mallet, and J.-F. Villemazet, "Reduced-Order Modeling Technique for Weakly Non-Linear Time-Varying Circuits with Memory," in *European Microwave Conference*, 2003, pp. 1023–1026.

[8] ——, "Model-order reduction of linear and weakly nonlinear time-varying rf and microwave circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, pp. 2262–2273, September 2004.

[9] F.-X. Estagerie, T. Reveyrand, S. Mons, R. Quéré, L. Constancias, and P. Le Helleye, "Nouvelle Approche de Modélisation Comportementale Dédiée aux Applications Radar," in *15ème Journées Nationales Microondes*, Toulouse, Mai 2007.

[10] A. Soury, E. Ngoya, and J. Rousset, "Behavioral modeling of RF and microwave circuit blocs for hierarchical simulation of modern transceivers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, pp. 978–981.

[11] N. Le Gallou, "Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Novembre 2001.

[12] F.-J. Casas Reinares, "Techniques de réduction d'ordre des modèles de circuits haute fréquence faiblement non linéaire," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Novembre 2003.

[13] B. Gustavsen and A. Semlyen, "A Robust Approach for System Identification in the Frequency Domain," *IEEE Transactions On Power Delivery*, vol. 19, pp. 1167–1173, July 2004.

[14] B. Gustavsen and J. Nordstrom, "Pole Identification for The Universal Line Model Based on Trace Fitting," *IEEE Transactions On Power Delivery*, vol. 23, pp. 472–479, January 2008.

[15] A. Bennadji, "Implémentation de modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance dans des environnements de simulation système et co-simulation circuit système," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2006.

[16] A. Bennadji, A. Layec, A. Soury, A. Mallet, E. Ngoya, and R. Quere, "Modeling of a communication chain with implementation of a volterra power amplifier model for efficient system level simulation," in *Wireless Technology, 2005. The European Conference on*, 3-4 Oct. 2005, pp. 101–104.

[17] A. Bennadji, A. Soury, E. Ngoya, and R. Quere, "Implementation of volterra model in system simulation environments and rf circuit/system co-simulation," in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, 10-15 Sept. 2006, pp. 672–675.

[18] ——, "Implementation of behavioral models in system simulator and rf circuit/system co-simulation," in *Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits, 2006 International Workshop on*, Jan. 2006, pp. 168–171.

[19] A. Layec, A. Bennadji, J. Nallatamby, R. Quere, and E. Ngoya, "Modeling of a communication chain components & principles of simulation in the scilab/scicos environment," in *Control Applications, 2005. CCA 2005. Proceedings of 2005 IEEE Conference on*, 28-31 Aug. 2005, pp. 1127–1133.

[20] R. Nikoukhah and S. Steer, "SCICOS, A Dynamic System Builder and Simulator, User's Guide Version 1.0," in *Rapport Technique INRIA n°0207*, 1997.

[21] A. Layec, "Développement de modèles de CAO pour la simulation système des systèmes de communication. Application aux communications chaotiques." Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Février 2006.

[22] M. Najafi, "Solveur numérique pour les systèmes algébro-différentiels hybrides," Ph.D. dissertation, Université Paris XII, Val de Marne, 2006.

[23] M. Najafi, A. Azil, and R. Nikoukhah, "Implementation of continous-time dynamics in scicos," in *15th ESS Conference, Delf, the Netherlands*, October 2003.

[24] M. Najafi, R. Nikoukhah, and S. Campbell, “ODE and DAE solvers in Scicos environnement,” in *THE IASTED International Conference On Applied Simulation And Modelling*, Rhodes, Greece, June 2004.

[25] M. Association, http ://modelica.org, Tech. Rep.

[26] J. Vlach and K. Singhal, *Computers Methods for Circuit Analysis and Design*, 2nd ed. New York : Van Rostrand Reinhod, 1994.

Conclusion générale

Ce travail s'inscrit dans la problématique de simulation avancée des antennes actives, plus particulièrement sur celle du front-end RF, pour une meilleure prise en compte des effets non linéaires. Après avoir exposé leurs différents champs d'applications, décrit leur principe général de fonctionnement ainsi que celui de leur "coeur analogique" - les T/R modules -, il ressort qu'un effort particulier doit être apporté à la modélisation comportementale des blocs RF, plus particulièrement sur la partie émission et les amplificateurs de puissance qui y sont associés.

La représentation actuelle d'un amplificateur de puissance au niveau sous-système, au sein de son T/R module, fait souvent appel à une approche de type gain complexe à la fréquence centrale qui présente à la fois l'avantage d'une implémentation directe, d'un coût de calcul insignifiant mais qui par contre ne permet pas de représenter les différents effets dont l'amplificateur est le siège. Ce mauvais compromis fidélité/coût de calcul est à l'origine de nombreux travaux autour de la modélisation comportementale de fonctions RF dans le cadre d'applications Télécom ou radar. Dans un T/R module, trois effets majeurs sont identifiés : la thermique (compte tenu des niveaux de puissances mis en jeu), la mémoire (par le caractère même des signaux véhiculés) et la désadaptation par la structure de l'antenne active et la proximité des éléments rayonnants. A ces trois effets majeurs s'ajoute également l'aspect statistique lié à dispersion technologique ou cas de panne, seulement pris en compte à l'ordre 1 au niveau système. L'état de l'art actuel de la macro-modélisation dressé dans le second chapitre, montre que pour les aspects de mémoire (HF et BF), les approches dérivées du formalisme de Volterra arrivent à maturité, concernant également leur implémentation dans des environnements systèmes tels que Simulink ou Scicos. Très récemment, la prise en compte des effets thermiques à partir d'une approche couplée modèle thermique (issu de simulations 3D) / modèle Volterra (mémoire HF) a également montré des résultats prometteurs dans l'environnement circuit ADS. Par contre, la problématique de la désadaptation reste à ce jour un point critique peu étudié. Elle fait donc l'objet du coeur de ce travail que ce soit par la recherche d'un formalisme adéquat mais aussi d'un environnement de simulation système apte à le recevoir, les modèles "adaptés 50 Ω" s'intégrant par nature dans les simulateurs conventionnels de type "Data Flow".

Le deuxième constat sur l'apport d'une modélisation comportementale efficace provient du fait que la modélisation reste souvent propre à la prise en compte d'un phénomène particulier et non à leur ensemble. En conséquence, l'intérêt d'un modèle combiné, propre à la prise en compte de l'ensemble des phénomènes, apparaît une voie de recherche intéressante que nous avons initié ici par le concept de "modèle topologique".

Le choix du formalisme s'est porté sur les paramètres S non-linéaires, introduit par J. Verspecht qui présente une représentation efficace juste qu'à des TOS forts et une

procédure d'extraction simple (simulations ou mesures CW pour différentes conditions de charge) et donc très rapide à mettre en oeuvre.

L'application de ce formalisme aux accès du circuit, approche "boite noire", a été réalisée dans les environnements de simulation circuit (aspect fréquentiel) et système (aspect temporel) suivant l'utilisateur visé, qu'il soit concepteur circuit ou architecte système. L'intégration de ce modèle dans l'environnement circuit ADS nous a permis dans un premier temps de valider le principe des paramètres S fort-signal, grâce à des résultats très probants sur un amplificateur en bande S. Son implémentation dans un simulateur système, Scilab/Scicos, finalise la validation de ce modèle boite noire dans un environnement de simulation temporel et permet d'évaluer la réponse du modèle face à des signaux impulsionnels de type radar. Le choix de ce simulateur a été guidé d'une part par sa capacité à gérer des équations implicites grâce à son solveur DAE et d'autre part grâce à l'apport récent du langage Modelica dans l'environnement Scicos. Il est maintenant possible d'intégrer des modèles physiques de type SPICE dans le diagramme de simulation Scicos, alors consacré au traitement du signal. La construction de systèmes bilatéraux est donc fortement facilitée grâce à la coexistence dans un même schéma de blocs standards de type "data-flow" et de blocs "physiques" de type "Control-flow". L'implémentation de ce modèle dans Scilab/Scicos-Modelica nous a ainsi permis de démontrer les potentialités de cet environnement pour la simulation système des T/R modules.

Les résultats de simulation obtenus sur un amplificateur dans les différents environnements concluent également sur la capacité de prédiction du modèle face à des désadaptations de charge conséquentes de TOS 2 voire 3. Son coût de calcul étant comparable à celui d'un modèle basé sur des courbes AM/AM - AM/PM, le gain de temps est donc très important par rapport à des simulations temporelles de type transitoire d'enveloppe.

Une fois ce modèle bilatéral boite noire validé, il est apparu intéressant d'appliquer ce formalisme non pas aux bornes du circuit mais directement aux accès de cellules actives constitutives. Ceci ouvre la voie à une modélisation de type topologique dans le sens de l'évolution permise par les outils de simulations système tels que Scilab/Scicos - Modelica vers des approches Control Flow. Cette voie parait judicieuse pour répondre à la question d'un modèle combiné pour une application efficace des formalismes de modélisation disponibles. Le modèle topologique se base sur une séparation de traitement entre les parties actives et passives suivant l'hypothèse réaliste que la mémoire de l'amplificateur est majoritairement localisée dans les parties passives (distributeur, combineur, etc.). Ce traitement permet ainsi de focaliser notre attention directement dans les plans d'accès des transistors sachant que la notion d'impédance est préservée et d'appliquer un principe plus simple au niveau de la non-linéarité. Ainsi, il suffit d'appliquer le formalisme bilatéral

des paramètres S fort-signal aux transistors de l'amplificateur dans la bande de fréquence donnée et sous les conditions de désadaptation maximales données pour les applications radars.

Les perspectives immédiates de ces travaux passent par l'implémentation dans Scilab/Scicos du modèle bilatéral basé sur les paramètres S fort-signal couplé au modèle de Volterra à un noyau, afin de disposer d'un modèle dynamique capable de prendre en compte, outre les désadaptations de charge, la mémoire HF du circuit. Cependant, cette étape pose la problématique de décomposition et d'implémentation d'une fonction à la fois dépendante de la fréquence et de la puissance. Cette avancée permettrait néanmoins d'évaluer le comportement d'amplificateurs de puissance soumis à des chirps d'impulsions utilisés comme signaux radar.

Le second axe de développement concerne à proprement parler de l'évolution du modèle topologique et de son intégration efficace dans le simulateur circuit ou système. La représentation des parties passives par un modèle équivalent bande de base est une étape nécessaire. Elle pose toute la problématique du passage d'une description fréquentielle en paramètres S, représentant un sous-circuit linéaire, par exemple un combineur, vers un équivalent synthétisé en éléments localisés RLC pour une implémentation efficace, que ce soit au niveau circuit (compte tenu des problèmes de convergence en TE) ou au niveau système (via l'apport du langage Modelica). Ce point nécessite des travaux conséquents sur les techniques de réduction d'ordre et sur la synthèse automatique de circuit localisés équivalents, par exemple au travers des travaux initiés par F.J. Casas sur les mélangeurs et plus récemment par B. Gustavsen sur des réseaux de câbles sous-marins. Ce travail permettrait également d'accéder aux accès de polarisation et donc d'envisager la prise en compte de la thermique puisque l'implémentation du circuit équivalent d'évaluation de la température peut également être réalisée sous Modelica.

Ces travaux initiés sur le principe du modèle topologique permettront à terme d'aller vers une approche combinée capable de considérer simultanément la problématique de la désadaptation, de la mémoire HF et thermique. La structure éclatée permettrait également de se focaliser sur des points critiques pour l'étude des couplages dont le circuit est le siège, par exemple la fonction de transfert accès de polarisation/transistor pour comprendre et améliorer la conception de ces circuits. Par ailleurs, la comparaison de cette approche avec celle du modèle boite noire montre une équivalence en terme de capacité de prédiction, même si l'approche topologique parait plus intéressante pour aller vers des TOS plus élevés (supérieur à 3).

Ce travail représente un premier pas sur la modélisation bilatérale d'amplificateurs de puissance. Il ouvre la voie d'un changement radical pour l'évolution des outils de

simulation sous-système vers une approche Control flow et un rapprochement entre les formalismes de simulation circuit et système. En ce sens, l'environnement Scilab/Scicos-Modelica apparaît également comme une alternative forte pour envisager une plate-forme de simulation radar “grain fin” et permettre une avancée significative dans la conception et le choix technologique des éléments constitutifs des futures générations de TRMs.

Annexes

Glossaire

ADS	Advanced Design System
ACPR	Adjent Channel Power Ratio
AESA	Active Electronically Scanned Array
ARV	Analyseur de Réseau Vectoriel
AsGa	Arsenic de Gallium
AWR	Applied Wave Research
BDB	Bande De Base
BW	Bandwidth (Bande Passante)
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
CELAR	Centre Électronique de L'ARmement
CW	Continious Wave
DAC	Data Acces Component
DAE	Differential-Algebraic Equations
EH	Équilibrage Harmonique
ENPC	École Nationale des Ponts et Chaussées
EVM	Error Vector Measurement
FDD	Frequency-domain Defined Device
GaN	Nitrure de Gallium
INRIA	Institut National de Recherche en Informatique et Automatique
IT	Intégration Temporelle
HB	Harmonic Balance (Équilibrage Harmonique)
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
LNA	Low Noise Amplifier
LSNA	Large Signal Network Analyser
Mémoire HF	Mémoire Hautes Fréquences
Mémoire BF	Mémoire Basses Fréquences
MEMs	MicroElectroMechanicals
MESFET	Metal Epitaxial Semi-conducteur Field Effect Transistor
MFC	Multi Fonction Chip
ODE	Ordinary Differential Equations
NPR	Noise Power Ratio
PHD	Poly-Harmonic Distortion
pHEMT	pseudomorphic High Electron Mobility Transistor

RADAR	RAdio Detection And Ranging
SAFAR	SimulAteur Fonctionnel d'Antenne Réseaux
SCILAB	SCIentific LABoratory
SCICOS	Scilab Connected Object Simulator
SER	Surface Equivalent Radar
SiC	Carbure de Silicium
SPW	Signal Processing Worksystem
SSPA	Solid State Power Amplifier
TE	Transitoire d'Enveloppe
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TOS	Taux d'Ondes Stationnaires
TSA	Thalès Systèmes Aéroportés
TRM	Transmit/Receive Module
VSS	Visual System Simulator

Manuel d'utilisation du modèle comportemental bilatéral boite noire

Le pack de simulation contient trois répertoires :
- boite_noire_prj (correspond à un projet ADS) ;
- calcul_S_fort_signal (permet le calcul des paramètres S fort-signal donnés sous forme d'un fichier txt) ;
- Scicos-Modelica (correspond à un template de simulation dans l'environnement Scicos).

1 - Utilisation du modèle boite noire dans l'environnement ADS

Le répertoire boite_noire_prj est un projet ADS qui contient 4 sous-projets sous forme de template.
- _CIRCUIT_AMPLIFICATEUR.dsn correspond au "schematic" d'un amplificateur de puissance en bande S (f_0=2.1GHz) ;
- _CIRCUIT_AMPLIFICATEUR_EXTRACTION.dsn sert à l'extraction des paramètres S fort-signal ;
- _MODELE_BOITE_NOIRE.dsn correspond au template du modèle comportemental extrait ;
- _SIMULATION_ENVELOPPE_AMPLIFICATEUR.dsn correspond à un template de la simulation en transitoire d'enveloppe de l'amplificateur circuit (sert à la comparaison avec la réponse temporelle du modèle intégré à l'environnement Scilab/Scicos-Modelica).

Extraction du modèle boite noire bilatérale @ f_0

• Utiliser _CIRCUIT_AMPLIFICATEUR_EXTRACTION.dsn, pour extraire les valeurs de courants et tensions servant à calculer les paramètres S fort signal de l'amplificateur (cf. figure 3.60).

• Enregistrer, dans le répertoire "calcul_S_fort_signal", les valeurs extraites provenant du data-sheet : _CIRCUIT_AMPLIFICATEUR_EXTRACTION.dds sous la forme de fichier de

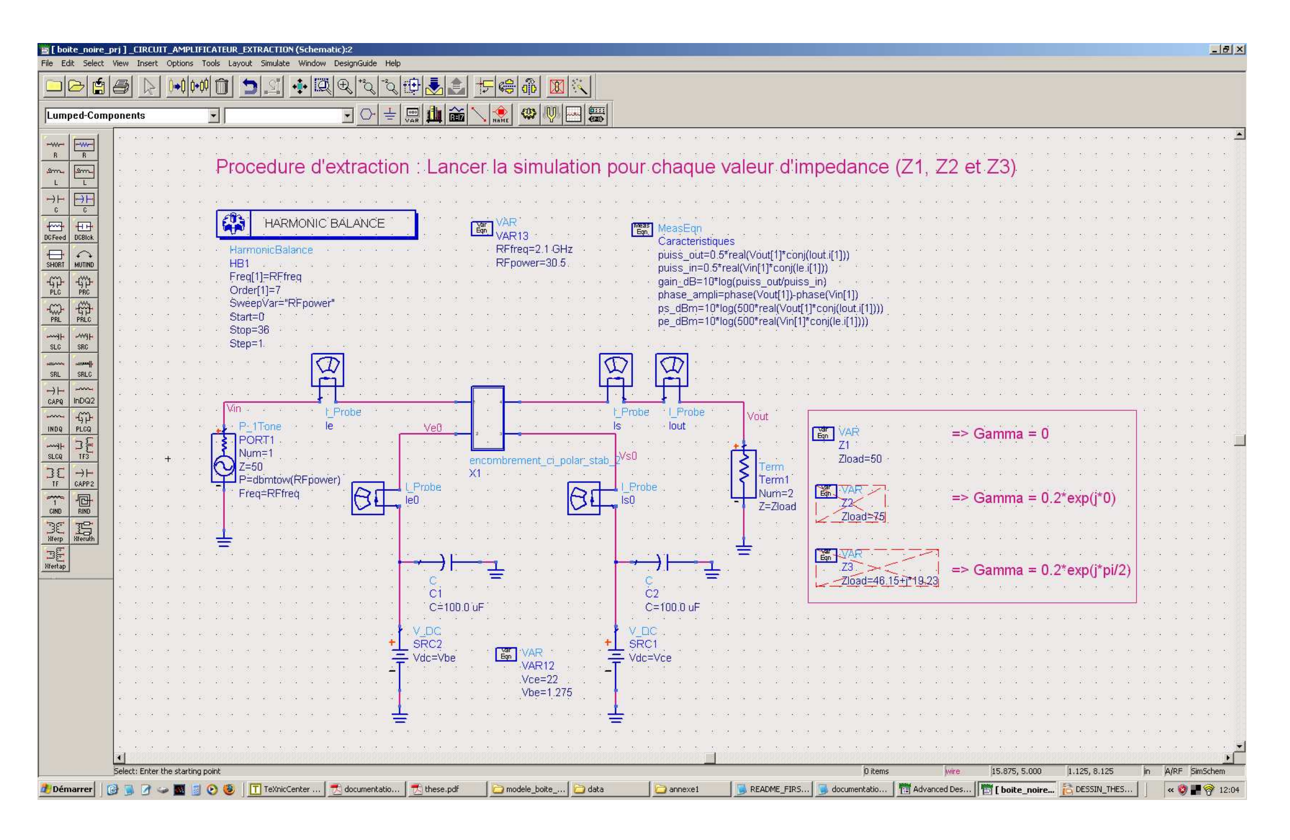


Fig. 3.60 – Template ADS : Extraction des paramètres S fort-signal

type “z1_v.txt” (cf. figure 3.61).

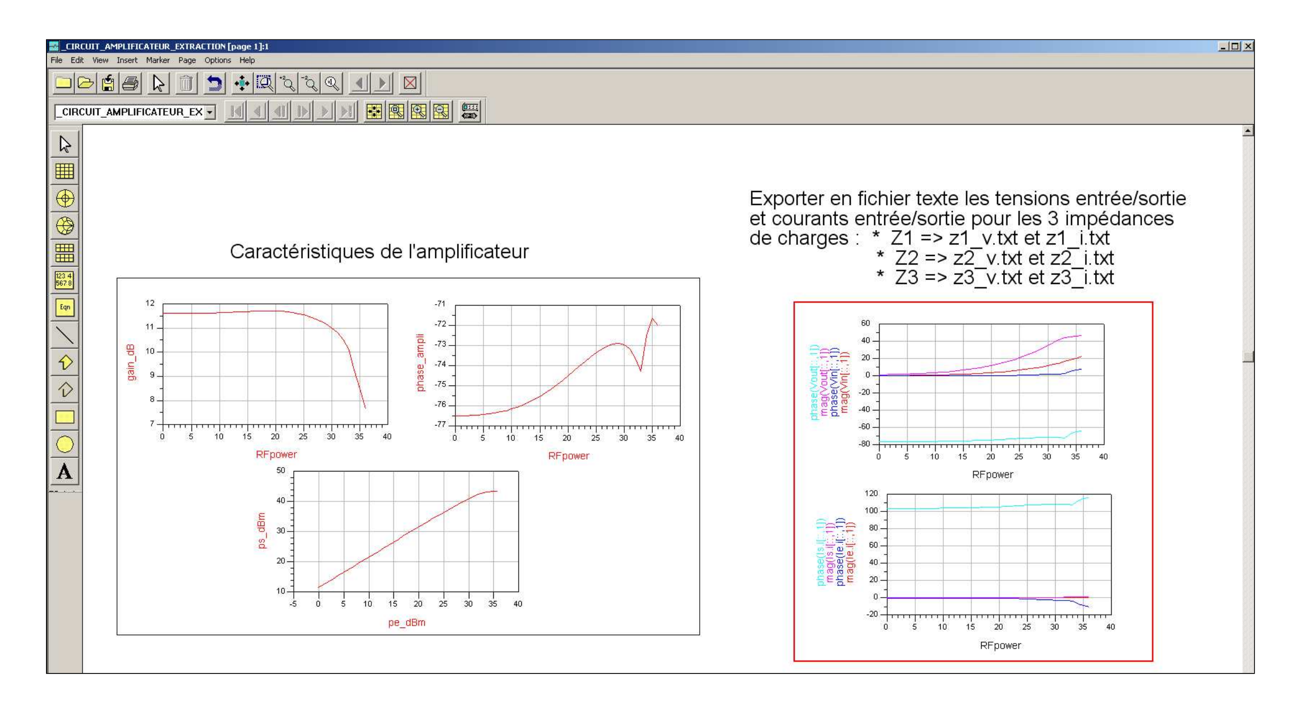


Fig. 3.61 – Template ADS : Enregistrement des courants/tensions aux bornes de l’amplificateur

- Pour calculer les paramètres S fort signal de l’amplificateur, exécuter dans Scilab le

fichier S_fort_signal.sce qui se trouve dans le répertoire “calcul_S_fort_signal”
Lancer Scilab ↪ Fichier ↪ Exec ↪ fichier S_fort_signal.sce).
A partir des fichiers extraits, 2 fichiers txt sont créés correspondant aux paramètres S fort signal en module/phase (S_MP.txt qui sert pour l'affichage des résultats) et réel/imaginaire (S_RI.txt qui sert pour la simulation du modèle boite noire dans ADS).

- Exporter le fichier S_RI.txt dans “boite_noire_prj\data”.

Comparaisons de simulation circuit/modèle boite noire bilatéral (HB dans ADS)

Dans le projet ADS “boite_noire_prj”, utiliser _CIRCUIT_AMPLIFICATEUR.dsn et comparer aux résultats du modèle _MODELE_BOITE_NOIRE.dsn (figure 3.62) pour différentes impédances jusqu'à TOS 2 toutes phases.

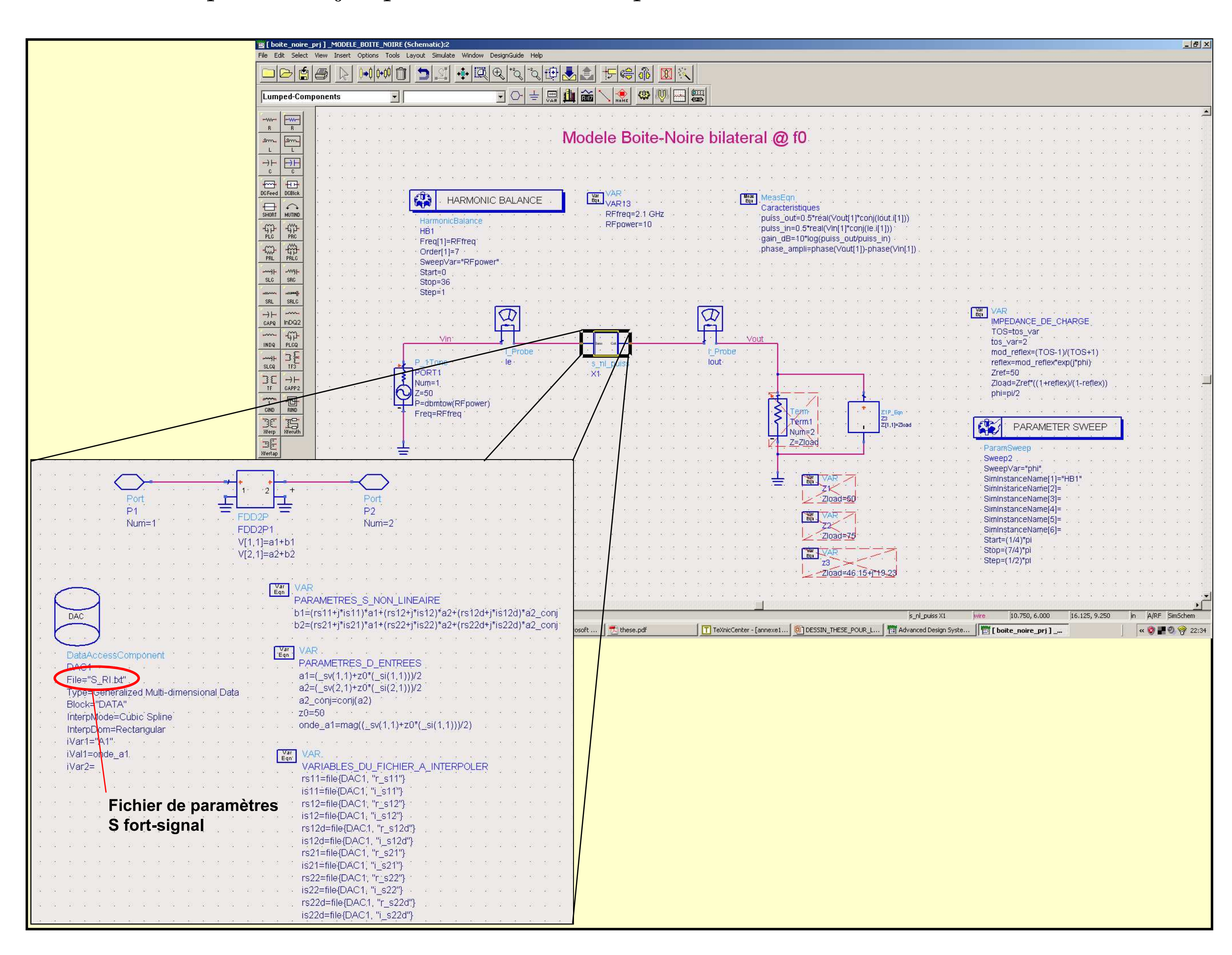


FIG. 3.62 – Template ADS : Modèle Boite Noire bilatéral

2 - Utilisation du modèle boite noire dans l'environnement Scilab/Scicos

L'utilisation de ce modèle nécessite :
- Scilab 4.1,
- Modelicac.exe (fournit dans le répertoire 'modele_boite_noire/Scicos-Modelica').

Pour modifier le modèle d'amplificateur ou créer de nouveaux blocs, il est nécessaire d'avoir Microsoft Visual C++ 6.0.

De façon générale, un bloc Scicos standard (explicite) s'articule autour :
- d'une *fonction de simulation* écrite en C, Fortran ou Scilab. Elle constitue le noyau de calcul du bloc et gère son comportement dynamique.
- d'une *fonction d'interface* écrite en Scilab (*.sci) qui appelle la fonction de simulation et gère l'interface avec l'éditeur de Scicos et l'utilisateur tel que les paramètres graphiques du bloc (taille, couleur, géométrie, etc...) et une éventuelle boite de dialogue.

Un bloc de type implicite nécessite de la même manière :
- une fonction de simulation écrite en Modelica[1] (*.mo) ;
- une fonction d'interface, écrite en Scilab.

Des exemples de blocs écrits en Modelica ainsi que leur fonction d'interface associée se trouvent dans le répertoire : "C :\· · · **\scilab-4.1\macros\scicos_blocks\Electrical**".

Principe de simulation bilatérale d'un amplificateur dans Scilab/Scicos - Modelica

Le couplage entre Scilab/Scicos, logiciel de traitement du signal, et Modelica, langage de programmation dédié à la résolution de problème physique, permet ici la simulation d'un amplificateur de façon bilatérale. Ce modèle basé sur les paramètres S fort-signal a montré ses capacité de prédiction jusqu'à un TOS 2 pour toutes phases.

Le modèle statique bilatéral de l'amplificateur peut s'écrire à l'aide des paramètres S

[1]Il est néanmoins possible à partir de la fonction Modelica de faire appel à un code externe en C ou Fortran.

fort-signal sous la forme mathématique suivante :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1(t) \\ \tilde{b}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{12}\left(|\tilde{a}_1|\right) \\ S_{21}\left(|\tilde{a}_1|\right) & S_{22}\left(|\tilde{a}_1|\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1(t) \\ \tilde{a}_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S_{12}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) \\ 0 & S_{22}^{\Delta}\left(|\tilde{a}_1|\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^*(t) \\ \tilde{a}_2^*(t) \end{pmatrix} \tag{3.23}$$

La notion de nombres complexes n'étant pas définie dans le langage Modelica et dans Scicos, le système d'équation est par conséquent divisé en parties réelles et imaginaires. Les quatre fonctions qui sont implémentées pour décrire l'amplificateur sont données par le système 3.24.

$$\begin{cases} \tilde{b}_1^{\Re}(t) = S_{11}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) - S_{11}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{12}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) + S_{12}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad - \left(S_{12}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{12}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \\ \tilde{b}_1^{\Im}(t) = S_{11}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) + S_{11}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{12}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{12}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad + \left(S_{12}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) - S_{12}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \\ \tilde{b}_2^{\Re}(t) = S_{21}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) - S_{21}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{22}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) + S_{22}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad - \left(S_{22}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{22}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \\ \tilde{b}_2^{\Im}(t) = S_{21}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Re}(t) + S_{21}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) \cdot \tilde{a}_1^{\Im}(t) + \left(S_{22}^{\Im}(|\tilde{a}_1|) + S_{22}^{\Delta^{\Im}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Re}(t) \\ \qquad + \left(S_{22}^{\Re}(|\tilde{a}_1|) - S_{22}^{\Delta^{\Re}}(|\tilde{a}_1|)\right) \cdot \tilde{a}_2^{\Im}(t) \end{cases} \tag{3.24}$$

Ce système d'équation est implémenté dans le bloc implicite Modelica nommé "**HPA**", dont le code Modelica fait appel à 4 fonctions externes en C (une pour chaque équation) qui permet la lecture et l'interpolation du fichier des paramètres S fort-signal extrait pour caractériser l'amplificateur et le calcul du système 3.24.

Le bloc "**Gamma_LOAD**", dont la fonction de simulation est écrite en Modelica, symbolise le coefficient de réflection de la charge présentée à l'amplificateur. Une boite de dialogue permet de sélectionner le module et la phase du coefficient de réflexion.

La figure 3.63 montre le diagramme-bloc Scicos utilisé pour simuler le modèle comportemental de l'amplificateur dans le domaine temporel. Le schéma-bloc n'est pas décrit en fonction de la tension et du courant, mais en fonction des ondes incidentes ($\tilde{a}$) et réfléchies ($\tilde{b}$). Le générateur, les masses ainsi que les différentes sondes sont prédéfinis dans la palette "Electrical" de Scicos. Les sondes de courants mesurent ici les ondes $\Re\mathrm{e}\left(\tilde{b}_2\right)$ et $\Im\mathrm{m}\left(\tilde{b}_2\right)$, et les sondes de tensions, les ondes $\Re\mathrm{e}(\tilde{a}_2)$ et $\Im\mathrm{m}(\tilde{a}_2)$. Le générateur est équivalent à un générateur d'ondes incidentes $\Re\mathrm{e}(\tilde{a}_1)$ et $\Im\mathrm{m}(\tilde{a}_1)$.

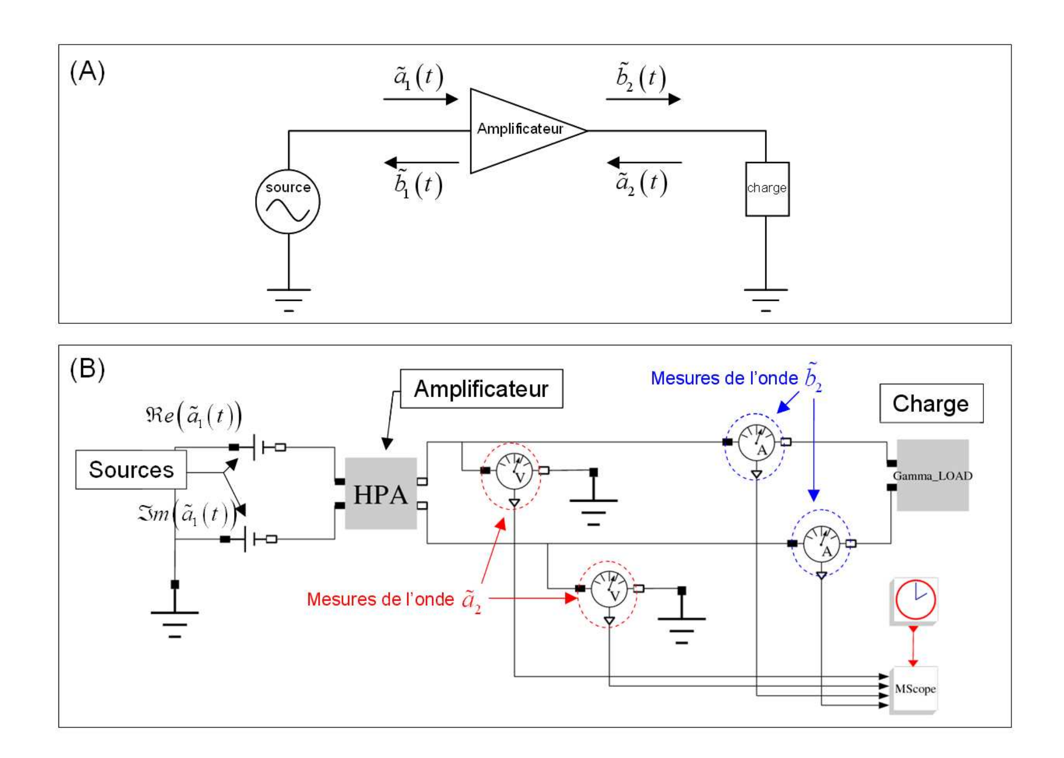


FIG. 3.63 – (A) Principe de simulation d'amplificateur. (B) Équivalent de cette simulation dans Scicos

Les 6 paramètres S fort-signal du modèle de l'amplificateur sont regroupés sous forme d'un fichier de points (SNL.dat) généré par S_fort_signal.sce dans le répertoire : "modele_boite_noire\calcul_S_fort_signal".

Afin d'utiliser les fonctions Modelica "HPA" et "Gamma_LOAD", écrites pour simuler l'amplificateur et sa charge :

• Modifier la ligne du fichier 'compile_modelica.sce' qui se trouve dans le répertoire : "C :\· · ·\scilab-4.1\macros\scicos" :

modelicac=modelicac+strcat(' -hpath '+ 'c :\Mylibs\');

en le remplaçant par :

modelicac=modelicac+strcat(' -hpath '+ '...\...\modele_boite_noire\Scicos-Modelica');

• Ce point ne sert que si l'on souhaite modifier ou re-compiler l'ensemble du projet :

La figure 3.64 présente le synoptique utilisé pour simuler le bloc "HPA". Les codes servant à calculer les 4 fonctions de l'équation 3.24 sont écrits en C (un code par fonction). Chaque code C est rattaché à un code Modelica.

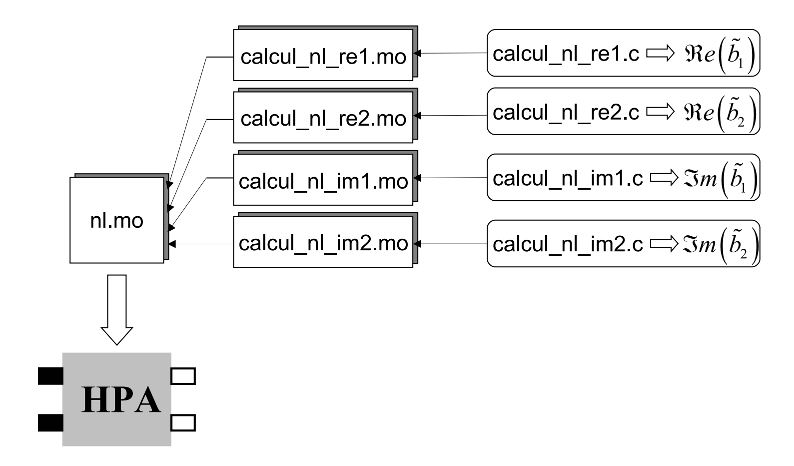


FIG. 3.64 – Principe du bloc Scicos "HPA"

◦ Afin de re-compiler les fonctions Modelica "HPA" et "Gamma_LOAD, ou en cas de modification de leur code, exécuter la commande suivante dans cmd.exe :
modelicac -c calcul_nl_re1.mo[2]
modelicac -c calcul_nl_re2.mo
modelicac -c calcul_nl_im1.mo
modelicac -c calcul_nl_im2.mo
modelicac -c nl.mo
modelicac -c gamma_load.mo
make/f Makefile.mak (exécution du Makefile)

◦ Le makefile permet de créer une dll[3] pour que les fonctions C soient utilisables par Modelica.

◦ La figure 3.65 présente l'ensemble du projet Scicos-Modelica, ainsi que le rôle de chaque fichier.

• Exécuter dans Scilab le fichier 'demarrage.sce' qui se trouve dans le répertoire "modele_boite_noire\Scicos-Modelica". Dans la boite dialogue remplir :

– le chemin 1 qui correspond au chemin où se trouve la dll créée à la compilation du makefile : 'LIBCIRCUIT.dll'
– le chemin 2 qui correspond au chemin où se trouve le fichier 'compile_modelica.sci'

[2]compilation du code modelica "calcul_nl_re1.mo" qui correspond au calcul de $\tilde{b}_1^{\Re}(t)$). Le code Modelica sert à définir les différents ports du bloc et appelle un code C pour le calcul de cette fonction.

[3]Une DLL (dynamic link library) est un fichier exécutable qui sert de bibliothèque de fonctions partagée. La liaison dynamique permet à un processus d'appeler une fonction ne faisant pas partie de son code exécutable. Le code exécutable de la fonction réside dans une DLL, qui contient une ou plusieurs fonctions compilées, liées et stockées séparément des processus qui les utilisent. Dans le cas de notre utilisation, Modelica utilise les fonctions de simulation écrites et stockées dans l'éditeur Visual C++.

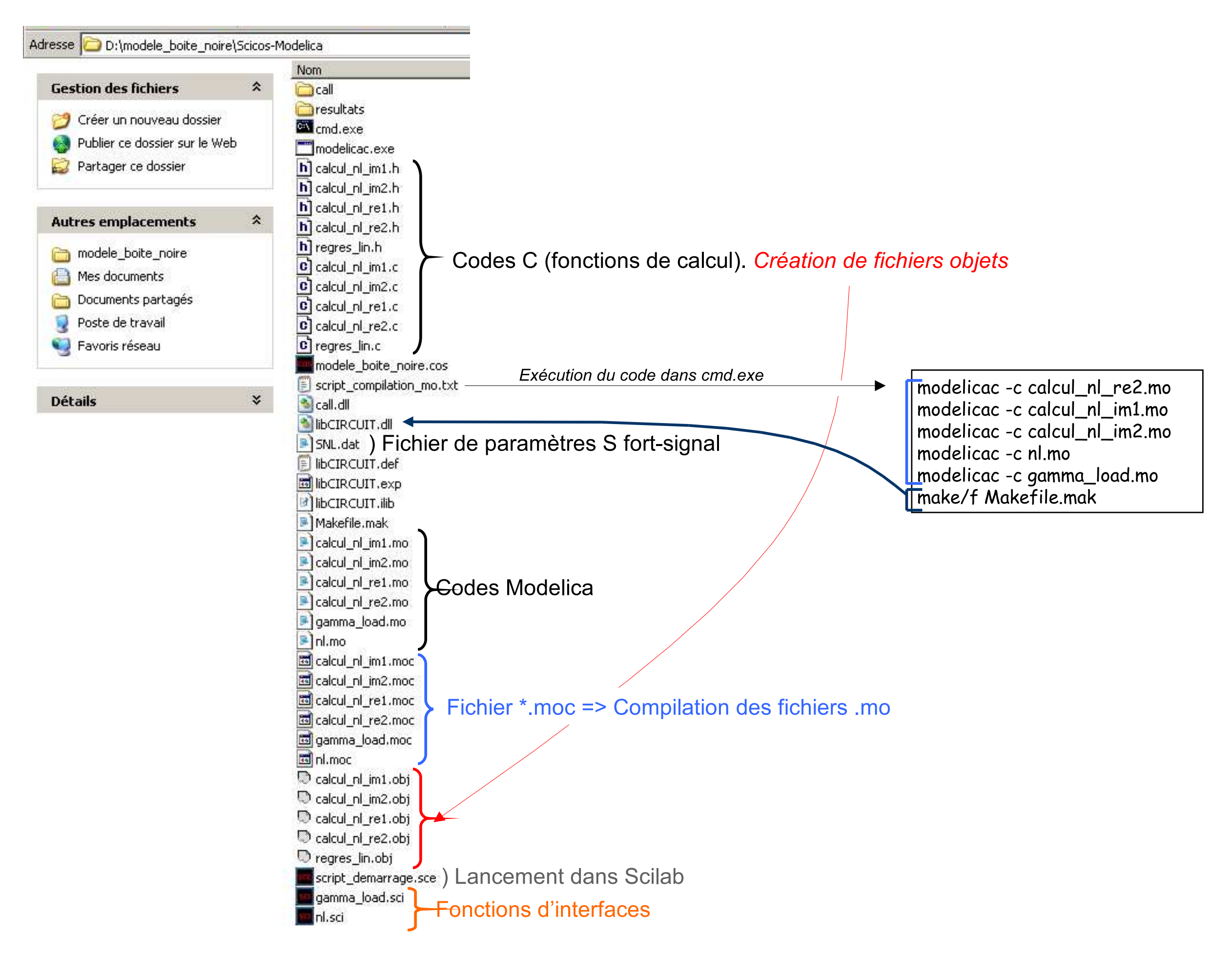


FIG. 3.65 – Principe du bloc Scicos “HPA”

• Afin d'utiliser le diagramme bloc permettant la simulation de l'amplificateur, dans Scicos, utiliser : simulation_boite_noire.cos.

Publications et communications relatives à ce travail

[1] F.X. Estagerie, T. Reveyrand, S. Mons, R Quéré, L. Constancias, P. Le Helleye, "From circuit topology to behavioural model of power amplifer dedicated to radar applications," *IEEE Electronics Letters*, vol. 43, no 8, pp. 477-479, Avril 2007.

[2] F.X. Estagerie, T. Reveyrand, S. Mons, R Quéré, L. Constancias, P. Le Helleye, "Nouvelle approche de modélisation comportementale dédiée aux applications radar," *15èmes Journées Nationales Microondes*, Toulouse, Mai 2007.

[3] F.X. Estagerie, A. Bennadji, T. Reveyrand, S. Mons, R Quéré, L. Constancias, P. Le Helleye, "Implementation of a Behavioral Model of SSPAs taking into account mismatches for efficient System Simulation of Modern AESA," Asia-Pacific Microwave Conference, Bangkok, 11-14 décembre 2007.

[4] F.X. Estagerie, A. Bennadji, T. Reveyrand, S. Mons, R Quéré, L. Constancias, "Behavioral modeling of power amplifier for Radar applications," Acceptée aux EuMA, 2007.

Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance pour les applications Radars

Résumé : Ce travail de thèse concerne la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance. Le formalisme choisi, les paramètres S fort-signal, offre à la fois une représentation efficace pour des variations importantes de l'impédance de charge et une procédure d'extraction simple et rapide à mettre en oeuvre.
L'intégration de ce modèle dans un environnement de simulation circuit (A.D.S.) a permis la validation de ce principe grâce à des résultats très probants. Puis son implémentation dans un simulateur système (Scilab/Scicos) finalise la validation de ce modèle "boite noire" dans un environnement de simulation temporel.
Dans la dernière partie, un nouveau concept de modélisation comportementale, dite topologique, a été établi. Cette approche est basée sur le design des amplificateurs de puissance, en appliquant un traitement séparé entre les parties actives et passives de l'amplificateur. Ce modèle sera capable à terme de prendre en compte simultanément les désadaptations de charge mais aussi les effets mémoire haute fréquence et thermique présents au sein des amplificateurs de puissance.

Mots clés : Modélisation comportementale, Paramètres S fort-signal, Modélisation implicite, Variation de l'impédance de charge.

Titre thèse anglais

Abstract : This work concerns behavioral modeling of power amplifier. The choosen formalism (nonlinear scattering functions) allows an efficient solution in case of output loading impedance mismatch (until strong V.S.W.R.) and an obvious and fast identification process.
The implementation of this model in circuit environment (A.D.S.), validates this principle thanks to very good results. Its implementation in system simulator (Scilab/Scicos) concludes the validation of this "black-box model" in temporel environment.
In the last part, a new concept of behavioral modeling - topologic modeling - has been established. The approach is directly derived from the topology of the amplifier. Thus, this model is divided into linear and nonlinear sub-models, respectively associated to passive and active elements. This model will be able to take into account in future output loading impedance mismatch but also hight frequency and thermal memory effects into power amplifier.

Keywords : Behavioral modeling, Non-linear scattering functions, Implicit modeling, Output loading impedance mismatch.

XLIM - UMR CNRS n°6172
123, avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES CEDEX